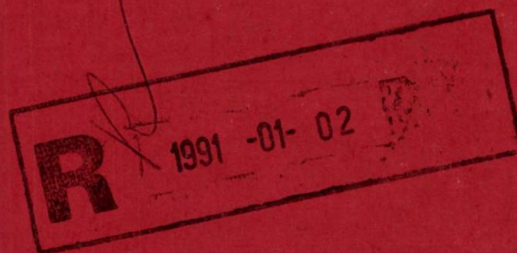


E 2040

ERE



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 1 • MARTIE 1990



CAS-90

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE EDIȚIA A 13-A

Organizată de Academia Română—Secția Științe
Tehnice și CCSIT—Componente Electronice
10–13 octombrie 1990

SCOP

CAS constituie forumul anual de prezentare și dezbateră a realizărilor valoroase din țara noastră în domeniul electronicii semiconductoarelor.

PROFIL TEMATIC

Profilul conferinței este orientat către fizica, tehnologia și aplicațiile componentelor microelectronice, cercetate și realizate pe suport semiconductor.

La edițiile precedente s-au organizat secțiuni care, fără a fi limitative, rămân valabile și anul acesta pentru definirea profilului CAS:

- analiza și modelarea dispozitivelor semiconductoare;
- proiectare/inginerie asistată de calculator (CAD/CAE), inclusiv calculatoare personale și stații de lucru;
- tehnologii de microlitografie;
- tehnologii și utilaje de procesare a siliciului;
- cercetări avansate („fundamentale”) de materiale și diapositive semiconductoare;
- circuite integrate (microelectronică);
- dispozitive semiconductoare de putere (microelectronică de putere);
- transductoare (senzori) cu semiconductoare;
- fiabilitatea componentelor semiconductoare;
- algoritmi și metode de testare (dispozitive și materiale semiconductoare);
- aplicații originale ale dispozitivelor semiconductoare.

TERMENE

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte consecutive și interdependente: pe bază de redactări preliminare (treapta I) și pe bază de redactări finale pentru volumul tipărit (treapta II). Termenele limită de primire a materialelor sînt următoarele:

- | | |
|--|----------------|
| — Redactări preliminare (treapta I) | 30 martie 1990 |
| — Redactări finale pentru volumul tipărit (treapta II) | 30 mai 1990 |
| — Lucrări invitate | 30 mai 1990 |

Redactările preliminare, pentru preselectie, (4 pagini format A_4 + 3 copii xerox/carbon) vor fi transmise organizatorului conferinței:

Ing. Doina Vancu, organizator CAS-90, CCSIT-CE
Str. Erou Iancu Nicolae 32 B, București

„LUCRĂRILE CAS — 90”

Redactările finale ale lucrărilor vor fi realizate pe formulare speciale, furnizate de către organizatori odată cu răspunsurile la treapta I de selecție. Volumul „Lucrările CAS — 90” va fi realizat fotografic prin tehnica foto-offset. Lucrările invitate, care, la această ediție, vor fi tipărite în volumul „Lucrările CAS-1990”, vor fi redactate pe același tip de formulare speciale. Ca și în anii precedenți, lucrările pot fi redactate în limbile română sau engleză.

PROGRAM ȘTIINȚIFIC

Programul va conține comunicări prezentate oral și comunicări prezentate pe bază de afișe (POSTER).

Autorii care doresc apriori să își prezinte lucrarea prin afișare POSTER sînt rugați să specifice acest lucru la trimiterea ei.

PARTICIPAREA LA CONFERINȚĂ

Înscrierea la conferință se face prin completarea și trimiterea talonului de rezervare fermă (cazare, masă, transport) și achitarea taxei de participare de 150 lei, respectiv a cheltuielilor de cazare/masă (130 lei/zi individual) la sediul CAS/CCSIT-CE, cel tîrziu pînă la data de 20 August 1990.

Talonul de rezervare fermă (cazare, masă, transport) va fi furnizat de organizatori odată cu răspunsul pentru treapta II de selecție. Participanții fără lucrări își pot procura talonul de rezervare fermă de la sediul CAS (telefon 33.40.50./506).

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 34

Nr. 1

martie 1990

AUTOMATICA

CUPRINS

EDITORIAL — CONFERINȚA ANUALĂ DE
SEMICONDUCTOARE (CAS)
Ediția a 12-a (1989)

CZ 535.3 : 539.13

ȘTIINȚA STRUCTURALĂ
TEHNOLOGIE STRUCTURALĂ
FRONTIERELE CUNOAȘTERII STRUCTURALE
Drăgănescu, M. : Frontierele științei structurale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 8
Considerind că știința contemporană, structurală în esență, se va extinde într-o știință structural-fenomenologică, se expun câteva idei asupra frontierelor cunoașterii structurale : limite văzute din interiorul științei structurale și limite văzute din afara ei. Sunt expuse de asemenea limite ale tehnologiei structurale rezultând, în primul rând, din principiul de incertitudine al lui Heisenberg și din viteza limitată a luminii. Se are în vedere și o frontieră între tehnologia structurală și o posibilă viitoare tehnologie structural-fenomenologică, fapt ilustrat într-o diagramă funcțiune-structură.

CZ 537.5 : 111

ELECTRONICA
INFORMATICA
MODEL ONTOLOGIC

Gălățeanu, L. : La înălțimea trecerii dintre milenii.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 11
Circuitul integrat românesc, calculatorul electronic românesc, rețeaua de informatizare a economiei naționale, inelul lumii materiale și diagrama funcțiune-structură sunt considerate, la aniversarea a 60 de ani de viață, elementele simbol ale aportului profesorului Mihai Drăgănescu la dezvoltarea electronicii, informaticii și gândirii filosofice românești. Caracterul legic rezultat din diagrama funcțiune-structură, al progresului omenirii către o conștiință capabilă să transforme existența însăși, prin intervenția în materia profundă, purtătoare de informație, este măsura transformărilor revoluționare ale lumii materiale rezultate din gândirea filosofică a omului de știință Mihai Drăgănescu.

CZ 621.316 : 537.5

REFERINȚA DE TENSIUNE
COMPENSARE TERMICĂ

Veron, A. ș.a. : Un nou proces de realizare a diodelor de referință de tensiune termocompensate.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 13
Este propus un nou proces de realizare a diodelor referință de tensiune termocompensate prin înscrierea unei joncțiuni Zener de 5,6 V cu o joncțiune $p-n$ polarizată direct pe aceeași față a unei structuri semiconductoare unice. Este prezentat fluxul tehnologic al dispozitivului, constituit din procese standard utilizate în fabricarea circuitelor integrate bipolare. Sunt analizați parametrii electrici semnificativi ai diodei : coeficientul de temperatură al tensiunii de referință și rezistența dinamică la curentul de lucru și sunt propuse metodele de optimizare a distribuției lor.

CZ 535.4 : 681.3

COMPENSARE
PROXIMITATE
FASCICUL DE ELECTRONI

Popa, O. : Compensarea efectului de proximitate în litografia cu fascicul de electroni.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 15
Se prezintă o metodă de compensare a efectului de proximitate în litografia cu fascicul de electroni, prin ajustarea

dozelor de expunere pentru fiecare geometrie dintr-un pattern arbitrar. Sunt descrise metodele experimentale folosite în evaluarea efectului de proximitate ca și sursele de erori care duc la o ușoară supracompensare.

CZ 534.8 : 621.317.3

ZGOMOT
MICROSCOPIE
DISLOCAȚII

Mihăilă, M. ș.a. : Investigații prin microscopie de baleiaj și de transmisie asupra defectelor cristalografice care afectează zgomotul tranzistorului bipolar.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 17
Măsurători de zgomot coroborate cu observații prin microscopie de baleiaj și de transmisie au scos în evidență faptul că segmente lungi de dislocații, localizate în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază, afectează zgomotul de joasă frecvență al tranzistorului bipolar mult mai mult decât dislocațiile induse de fosfor sau cele care traversează regiunea de sarcină spațială.

CZ 621.385 : 543

DIODE SCHOTTKY DE PUTERE
OXID ÎN RAMPA CU UNGHI MIC
MODELARE — EXPERIMENT

Brezeanu, Gh. ș.a. : Diode Schottky de putere cu profil rampă de oxid (DSP-RPO).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 19
Se studiază comportarea electrică a diodelor de putere Schottky fabricate utilizând o tehnologie bazată pe corodarea sub unghi mic a oxidului aflat la marginea sistemului metal-semiconductor. Datele experimentale obținute sunt în bună concordanță cu modelul analitic dezvoltat.

CZ 621.385 : 543

FOTODIODE
RĂSPUNS SPECTRAL
ULTRAVIOLET

Purica, M. ș.a. : Detecția radiației ultraviolete cu fotodiode pe siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 22
În articol este analizat răspunsul fotodiodelor pe siliciu în domeniul spectral ultraviolet (250–350 nm) luându-se în considerare randamentul cuantic de generare și particularitățile straturilor în care are loc generarea.

CZ 535.214 : 537.228

SENZOR
PRESIUNE
PIEZOREZISTENȚĂ

Pavelescu, I. ș.a. : Variația relativă a piezorezistenței în senzorii de presiune cu siliciu cu diafragma pătrată.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 24
În lucrare se stabilesc expresii analitice proximative pentru deformare și eforturi în diafragme pătrate subțiri de siliciu. Este determinată expresia analitică care leagă modificarea rezistenței de eforturi și este reprezentată grafic variația relativă a piezorezistenței. Rezultatele concordă cu cele raportate în literatură și obținute prin metode numerice de calcul.

CZ 651.9 : 537.2

METODA CELOR MAI MICI PĂTRATE
LINEARIZARE
SENZOR PIEZOREZISTIV

Munteanu, I. ș.a. : Asupra neliniarității senzorilor de presiune.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 30
O nouă metodă de linearizare a caracteristicii senzorilor și traductorilor este prezentată alături de o serie de metode cunoscute și comparată cu acestea în cazul a două tipuri de traductori piezorezistivi de deformății mecanice. Prin metoda propusă se obțin în mod sistematic cele mai mici valori pentru eroarea maximă de neliniaritate. Metoda poate fi utilizată datorită caracterului general pentru orice tip de senzor sau traductor.

CZ 538.5 : 621.385

CIRCUIT INTEGRAT
INVESTIGARE FUNCȚIONALĂ
MICROSCOP ELECTRONIC

Voicu, G. ș.a. : Tehnici calitative de investigare funcțională a C.I.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 32
Investigarea funcționalității circuitelor integrate LSI și

VLSI face apel la tehnici noi, capabile să furnizeze informații de natură electrică de la puncte de interes inaccesibile prin conexiunile externe ale circuitului. Tehnicile prezentate, bazate pe exploatarea fenomenului de contrast de potențial, permit ilustrarea sugestivă a stărilor logice existente în oricare punct de pe suprafața structurii circuitului integrat.

CZ 621.3 : 681.3

**VECTORI DE TEST
TESTABILITATE**

Mărculescu, R. ș.a. : Program pentru analiza testabilității circuitelor digitale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 34
Lucrarea abordează problema testabilității circuitelor combinate din punctul de vedere al funcțiilor de cost asociate nodurilor interne.

CZ 621.37.029.6

**OSCILATOR MICROSTRIP
STABILITATE**

FACTOR DE CALITATE

Jordănescu, S. : Oscilator în bandă X stabilizat cu rezonator dielectric.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 36
Lucrarea prezintă realizarea unui oscilator microstrip cu diodă IMPATT stabilizat cu rezonator dielectric, în banda X. Sunt date caracteristicile electrice ale unor materiale ceramice speciale și sunt prezentate rezultatele experimentale comparative pentru oscilatoarele în regim stabilizat și în regim de oscilație liberă.

CZ 538.5 : 658.5 : 536

CIRCUITE INTEGRATE

FIABILITATE

CĂLDURA UMEDĂ

Băzu, M. ș.a. : Evaluarea fiabilității circuitelor integrate la funcționarea în condiții de căldură umedă.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 39
Sunt prezentate rezultatele obținute la efectuarea testelor accelerate în condițiile funcționării la 25°C/85% umiditate relativă (R, H), 95°C/60% RH și 95°C/40% RH, pentru circuite integrate liniare. Datele experimentale au fost prelucrate pe calculator conform unui model Reich-Hakim generalizat și s-au stabilit limitele de temperatură și umiditate pentru aplicarea modelului.

CZ 651.9

ORIENTARE DUPĂ FLAT

TRADUCTOR OPTIC

AUTOCOLIMARE

Șerban, T. ș.a. : Traductor pentru centrarea și orientarea FLAT-ului la plachetele de siliciu.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 1, martie 1990, p. 41
Traductorul optic folosește o soluție constructivă bazată pe autocolimare, funcționând și pentru plachete nepolizate. El nu vine în contact cu fața plachetei și îndeplinește perfect necesitățile de precizie și reproductibilitate. Acest traductor poate fi adaptat pentru plachete cu diametre diferite prin modificarea fantei și a poziției față de pensetă cu vid.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRINA ; dr. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU ; academician prof. dr. ing. — M. DRĂGANESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGANUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : GABRIELA MIRCAN

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ

УДК 535.3: 539.13

СТРУКТУРАЛЬНАЯ НАУКА

СТРУКТУРАЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ГРАНИЦЫ СТРУКТУРАЛЬНОГО ИЗУЧЕНИЯ

Дрэгэнеску, М. : Границы структуральной науки.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 1, mart 1990 г., стр. 8

Имея в виду что современная наука, структуральная в сущности, распространяется в структурально-феноменологической науке, представляются некоторые идеи относительно границ структурального изучения: пределы рассмотренные внутри структуральной науки и пределы, рассмотренные за её границами. Также представляются пределы структуральной технологии, которые исходят в первую очередь из принципа невероятности Хайзенберга и из предельной скорости света. Имеется в виду и граница между структуральной технологией и возможной будущей структурально-феноменологической технологией, то что изображается в одной диаграмме действие-структура.

УДК 537.5: 111

ЭЛЕКТРОНИКА

ИНФОРМАТИКА

ОНТОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Гэлэцану, Л. : На высоте перехода между тысячелетиями.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 1, mart 1990 г., стр. 11

Румынская интегральная схема, румынская ЭВМ, информационная сеть национальной экономики, кольцо материального мира и диаграмма действие-структура являются рассмотренными, на юбилей 60-летия их жизни, как символические элементы вклада профессора Михая Дрэгэнеску в развитии электроники, информатики и румынского философского мышления. Закономерный характер полученный с диаграммы действие-структура, прогресса человечества к сознанию способному преобразовать само существование, при помощи вмешательства в глубь материи, несущей информацию, является мерой революционных преобразований материального мира, resultирующих из философского мышления человека науки-Михая Дрэгэнеску.

УДК 621.316: 537.5

ОПОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

ТЕРМИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ

Верон, А. : Новый процесс изготовления термокомпенсационных опорных диод напряжения.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 1, mart 1990 г., стр. 13

Предложен новый процесс изготовления термокомпенсационных опорных диод напряжения фиксации перехода Зенера 5,6 V с переходом рп непосредственно полупроводникового на той же стороне единой полупроводниковой структуры. Представляется технологический поток устройства составленный из стандартных процессов, использованных в изготовлении биполярных интегральных схем. Анализируются специфические электрические параметры диода: коэффициент температуры опорного напряжения и динамическое сопротивление при рабочем токе и предлагаются методы оптимизации их распределения.

УДК 535.4: 681.3

КОМПЕНСИРОВАНИЕ

БЛИЗОСТЬ

ЭЛЕКТРОННЫЙ ПУЧОК

Пона, О. : Компенсация эффекта близости в литографии при помощи электронного пучка.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 1, mart 1990 г., стр. 15

Представляется способ компенсации эффекта близости в литографии при помощи электронного пучка, уменьшением доз экспонирования для каждой геометрии арбитрного паттерна. Описаны эксперимен-

тальные методы, используемые в оценке эффекта близости, а также источники ошибок приводящие к малой перекомпенсации.

УДК 534.8: 621.317.3

ШУМ

**МИКРОСКОПИЯ
ДИСЛОКАЦИИ**

Михэилэ, М. и др.: Исследования при помощи микроскопии развертки и передачи относительно кристаллографических дефектов, которые влияют на шум биполярного транзистора.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 17

Измерения шума совместно с наблюдениями при помощи микроскопии развертки и передачи уточнили что длинные сегменты дислокаций обнаруженных в области пространственной нагрузки перехода эмитер-основа, влияют на шум низкой частоты биполярного транзистора сильнее чем дислокации индуцированные фосфором или те которые проходят через область пространственной нагрузки.

УДК 621.385.543

**ДИОДЫ ШОТКИ МОЩНОСТИ
ОКИСЬ В МОСТУ МАЛОГО УГЛА
МОДЕЛИРОВАНИЕ—ЭКСПЕРИМЕНТ**

Брезану, Г. и др.: диоды Шоттки мощности с профилем моста окиси.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 19

Изучается электрическое поведение диод Шоттки мощности, используя технологию, основанную на коррозии под малым углом окиси, находящейся на границе системы металл-полупроводник. Полученные экспериментальные данные являются в соответствии с развиваемой аналитической моделью.

УДК 621.385: 535.3

ФОТОДИОДЫ

**СПЕКТРАЛЬНЫЙ ОТВЕТ
УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫЙ**

Пурика, М. и др.: Детектирование ультрафиолетового излучения при помощи фотодиод на основе кремния.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 22

В статье рассматривается ответ фотодиод на основе кремния в ультрафиолетовом спектральном диапазоне (250—350 нм), имея ввиду квантовый коэффициент генерирования и особенности слоя в котором происходит генерирование.

УДК 535.214: 537.228

СЕНЗОР

ДАВЛЕНИЕ

ПЬЕЗОРЕЗИСТИВНОСТЬ

Павелеску, И. и др.: Относительная вариация пьезорезистивности в сенсорах с кремнием и квадратной диаграммой.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 24

В работе устанавливаются аналитические приближенные выражения для деформации и усилий в квадратной тонкой диаграмме кремния. Определено аналитическое выражение, которое связывает изменение резистивности к усилиям и графически представляется относительная вариация пьезорезистивности. Результаты совпадают с теми из специальной литературы, а также с теми полученными с помощью цифровых вычислительных методов.

УДК 651.9: 537.2

**МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ
ЛИНЕАРИЗАЦИЯ
ПЬЕЗОРЕЗИСТИВНЫЙ СЕНЗОР**

Мунтяну, И. и др.: О нелинеаризации сенсоров давления.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 30

Новый метод линеаризации характеристики сенсоров и датчиков приведен совместно с рядом известных методов и сравнивается с этими в случае двух типов пьезорезистивных датчиков механической деформации. При помощи предложенного метода систематически

получаются самые малые значения для максимальной погрешности нелинеаризации. Метод может быть использован благодаря общему характеру для любого типа сенсора или датчика.

УДК 538.5: 621.385

ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ИЗЫСКАНИЕ

ЭЛЕКТРОННЫЙ МИКРОСКОП

Войку, Г. и др.: Техника качества для функционального изыскания интегральной схемы.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 32

Изыскание функциональности интегральных схем и обращается к новым техникам, способным давать информации электрической природы от точек заинтересованности недопустимых через внешние связи схемы. Приведенные техники, основанные на эксплуатации метода потенциального контраста позволяют внушающее изображение логических состояний существующих в любой точке поверхности структуры интегральной схемы.

УДК 621.3: 681.3

ВЕКТОРЫ ТЕСТИРОВАНИЯ

ТЕСТАБИЛЬНОСТЬ

Мэркулеску, Р. и др.: Программа для анализа тестабильности дигитальных схем.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 34

В работе рассматривается вопрос тестабильности комбинационных схем с точки зрения функций цены, ассоциированных внутренним узлам.

УДК 621.37.029.6

ОСЦИЛЛЯТОР МИКРОСТРИП

СТАБИЛЬНОСТЬ

КОЭФФИЦИЕНТ КАЧЕСТВА

Иордэнеску, С.: Осциллятор в Х-полосе стабилизированный с диэлектрическим резонатором.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 36

Работа представляет осуществление осциллятора микрострип с диодой ИМПАТТ стабилизированного с диэлектрическим резонатором в Х-полосе. Даны электрические характеристики некоторых специальных керамических материалов и приведены экспериментальные сравнительные результаты для осцилляторов в стабилизированном режиме и в режиме свободного колебания.

УДК 538.5: 658.5: 536

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

НАДЕЖНОСТЬ

ВЛАЖНА ТЕПЛОТА

Бызу, М. и др.: Оценка надежности интегральных схем при функционировании в условиях влажной теплоты.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 39

Приведены полученные результаты при осуществлении тестов ускоренных в условиях функционирования при 25°C/85% относительной влажности (Р, Н) 95°C/60% РН и 95°C/40% РН, для линейных интегральных схем. Экспериментальные данные были обработаны на ЭВМ согласно модели Райха — Хакима в обобщенном виде и установились пределы температуры и влажности в применении модели.

УДК 651.9

ОРИЕНТИРОВАНИЕ ПО ФЛАТУ

ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК

АВТОКОЛЛИМАЦИЯ

Шербан, Т. и др.: Датчик для центрирования и ориентирования по ФЛАТУ кремниевых плат.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, март 1990 г., стр. 41

Оптический датчик имеет конструктивное решение основанное на автоколлимации, работающей для нешлифованных плат. Он не входит в контакт со стороной платы и выполняет точно необходимости точности и воспроизводимости. Этот датчик может быть адаптирован для плат с разными диаметрами с помощью изменения щели и положения относительно вакуумных пенетров.

ZUSAMMENFASSUNG

Leltartikel — Jahreskonferenz über Halbleiter (CAS)

12. A Ausgabe/1989

DK 535.3:539.13

STRUKTURELLE WISSENSCHAFT
STRUKTURELLE TECHNIK

DIE GRENZEN DES STRUKTURELLEN KENNENS

Drăgănescu, M.: Die Grenzen der strukturellen Wissenschaft.
E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S. 8

Berücksichtigend, dass die gegenmässige im wesentlichen strukturelle Wissenschaft sich zu einer strukturell-phenomenologischen erweitern wird, werden einige Ideen über die Grenzen des strukturellen Kennens — Grenzen die vom Inneren und Aussen der strukturellen Wissenschaft gesehen sind — dargestellt.

Zugleich werden Grenzen der strukturellen Technologie, die aus dem Unsicherheitsprinzip von Heisenberg und der begrenzten Lichtgeschwindigkeit resultieren dargelegt. Man berücksichtigt auch eine Grenze zwischen der strukturellen Technologie und eine weitere mögliche strukturell-phenomenologische Technologie, was in einem Funktion-Struktur-Diagramm erklärt ist.

DK 537.5:111

ELEKTRONIK
INFORMATIK

ONTOLOGISCHES MODELL

Gălăjeanu, Z.: Auf der Höhe des Jahrtausendablaufes.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S.11

Die rumänische integrierte Schaltung, der rumänische elektronische Rechner, das Informationsnetz der Nationalökonomie, der Ring der materiellen Welt und das Funktion-Struktur-Diagramm sind beim 60. Jahrestag als Symbolelemente des Beitrags, von Professor Mihai Drăgănescu zur Entwicklung, der Elektronik, Informatik und des rumänischen philosophischen Denkens, berücksichtigt.

Der gesetzliche Charakter des Funktion-Struktur-Diagramms, des Menschheitsfortschritts zu einem umwandlungsfähiger Bewusstsein, durch Einschreiten in die tiefgründige, Informationstragende Materie ist ein Mass der revolutionären Umwandlung der materiellen Welt, die aus einem philosophischen Denken des Wissenschaftlers Mihai Drăgănescu resultiert.

DK 621.316:537.5

SPANNUNGSREFERENZ

THERMISCHER AUSGLEICH

Veron, A. u.a.: Ein neuer Herstellungsvorgang der Referenzdioden thermokompensiert Spannung.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S. 13

Es wird ein neuer Herstellungsvorgang der Referenzdioden thermokompensierter Spannung durch Anschluss Zener von 5,6 V mit einem pn direkt polarisiertem Anschluss auf dieselbe Fläche einer einzigen halbleitenden Struktur, vorgeschlagen. Dargestellt wird der Arbeitsgang der Vorrichtung, gebildet aus Standardvorgängen, die zur Herstellung zweipoliger integrierter Schaltungen verwendet werden. Man analysiert die bedeutendsten elektrischen Diodenparameter: Temperaturkoeffizient der Referenzspannung und dynamischer Widerstand, am Betriebsstrom und es werden Methoden zur Optimierung der Verteilung, vorgeschlagen.

DK 535.4:681.3

AUSGLEICH

PROXIMITÄT

ELEKTRONENSTRAHL

Popa, O.: Ausgleich der Proximitätswirkung in der Lithographie mit Elektronenstrahl.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S.15

Es wird eine Ausgleichsmethode der Proximitätswirkung in der Lithographie mit Elektronenstrahl, durch justieren der Bestrahlungsdosen für jede Geometrie aus einem willkürlichen pattern, dargestellt. Beschreiben werden erfahrungsmässige Methoden zur Auswertung der Proximitätswirkung sowie der Irrtumquellen die zu einer leichten Supra-kompensierung führen.

DK 534.8:621.317.3

RAUSCHEN

MIKROSKOPIE

VERSETZUNGEN

Mihăilă, M. u.a.: Untersuchungen durch Kipp- und Übertragungsmikroskopie über Kristallögraphiedefekte die das Rauschen des zweipoligen Transistors affektieren.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S. 17

Die Rauschmessungen verstärkt durch Bemerkungen der Kipp- und Übertragungsmikroskopie, unterstrichen, dass lange Versetzungsabschnitte, lokalisiert im Bereich der räumlichen Last des Übergangs Emitter-Basis, affektieren viel mehr das Niederfrequenz-Rauschen des zweipoligen Transistors als die durch Phosphor induzierten Versetzungen oder die den Bereich räumlicher Last durqueren.

DK 621.385:543

SCHOTTKY LEISTUNGSDIODE

OXYD IN KLEINUMWINKELANSTIEG

MODELLIERUNG — EXPERIMENT

Brezeanu, Gh. u.a.: Schottky — Leistungsdiode mit Oxydanstieg (DSP — RPO).

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S.19

Man untersucht das elektrische Verhalten der Schottky Leistungsdioden anhand einer Technologie die auf einer Ätzung unter kleinem Winkel des Oxyds vom Rand des Metall-Halbleiter-Systems, basiert. Die experimentellen Daten stimmen mit dem analytischen entwickelten Modell überein.

DK 621.385:535.3

PHOTODIODEN

SPEKTRALANSPRECHEN

ULTRAVIOLETT

Purica, M. u.a.: Gleichrichtend ultravioletter Strahlung mit Silizium-Photodioden.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S.22

Es wird das Silizium-Photodiodenansprechen im ultraviolette. Spektralbereich (250—350 nm) analysiert, indem man den quantischen Generierungswirkungsgrad und die Eigentümlichkeiten der Schicht in der die Generierung stattfindet, berücksichtigt.

DK 535.214:537.228

SENSOR

DRUCK

PIEZOWIDERSTAND

Pavelescu, I. u.a.: Relative Änderung des Piezowiderstandes an Siliziumsensoren mit quadratischer Blende.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S.24

Es werden analytische annähernde Ausdrücke für Verformung und Anstrengungen in dünnen quadratischen Siliziumblenden, bestimmt. Bestimmt wird der analytische Ausdruck der die Widerstandsänderung mit den Anstrengungen verbindet und die relative Änderung des Piezowiderstands wird graphisch dargestellt. Die Ergebnisse stimmen überein mit denen in der Literatur angegebenen sowie mit denen die man durch numerische Rechenmethoden erlangte.

DK 651.9:537.2

METHODE KLEINSTER QUADRATE

LINEARISIERUNG

PIEZORESISTIVER SENSOR

Munteanu, I. u.a.: Über die Nichtlinearität der Drucksensoren.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S. 30

Es wird eine neue Linearisierungsmethode der Sensor- und Gebercharakteristiken dargestellt und zugleich mit den schon bekannten Methoden im Fall von zwei piezoresistiven Gebertypen mechanischer Verformungen, verglichen. Durch die vorgeschlagene Methode erhält man systematisch die kleinsten Werte für den maximalen Nichtlinearitätsfehler. Dank seines allgemeinen Charakters kann man die Methode für jedwelchen Sensor- oder Gebertyp verwenden.

DK 538.5:621.385

INTEGRIERTE SCHALTUNG

FUNKTIONELLE UNTERSUCHUNG

ELEKTRONENMIKROSKOP

Voicu, G. u.a.: Qualitative Techniken funktioneller Untersuchung von Integrierten Schaltungen.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, Nr. 1, März 1990, S. 32

Die Untersuchung der Betriebsfähigkeit von integrierten Schaltungen LSI und VLSI beansprucht neue Techni-

ken die Informationen elektrischer Natur von unerreichbaren Punkten durch äussere Anschlüsse der Schaltung, liefern können. Basiert auf der Ausrüstung des Potentialskontrasts, gestatten diese Techniken eine deutliche Erklärung der logischen Zustände die sich in jedwelchem Punkt von der Oberfläche der integrierten Schaltung befinden.

DK 621.3: 681.3

**PRÜFVEKTOR
PRÜFFÄHIGKEIT**

Mărculescu, R. u.a.: Programm zur Analyse der Prüffähigkeit von Digital schaltungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, März 1990, S. 34

Man behandelt das Problem der Prüffähigkeit kombinationsfähiger Schaltungen aus dem Standpunkt der Kostenfunktionen verbunden an unere Knotenpunkte.

DK 621.37.029.6

**MIKROSTRIP-SCHWINGER
BESTÄNDIGKEIT
GÜTEZAHL**

Iordănescu, S.: X-Bandschwinger stabilisiert mit dielektrischen Resonator.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, März, 1990, S.36

Es wird ein Mikrostrip-Schwinger mit IMPATT-Diode stabilisiert mit dielektrischen Resonator, in X-Band, dargestellt. Angegeben werden elektrische Charakteristiken keramischer spezieller Werkstoffe sowie experimentelle vergleichbare Ergebnisse für Schwinger in stabilisierten Betrieb und im Betrieb freier Schwingungen.

DK 538.5: 658.5: 536

**INTEGRIERTE SCHALTUNGEN
FIABILITÄT
FEUCHTE WÄRME**

Bizu, M. u.a.: Abschätzung der Fiabilität von integrierten Schaltungen beim Betrieb in Bedingungen feuchter Wärme.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, März, 1990, S. 39

Man gibt die erlangten Ergebnisse bei der beschleunigten Prüfung in Arbeitsbedingungen von 25°C/85% relativer Feuchtigkeit (R, H), 95°C/60% RH und 95°C/40%, RH, für lineare integrierte Schaltungen, an.

Die experimentellen Daten wurden an einem Rechner laut verallgemeinertem Reich-Hakim Modell verarbeitet und man bestimmte die Temperatur- und Feuchtigkeitsgrenzen zur Modellanwendung.

DK 651.9

**FLAT-ORIENTIERUNG
OPTISCHER GEBER
AUTOKOLLIMATION**

Șerban, T. u.a.: Geber zur Zentrierung und Orientierung nach FLAT der Siliziumplakette.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 1, März 1990, S. 41

Der optische Geber verwendet eine konstruktive Lösung basiert auf der Autokollimation und arbeitet auch für unpolierte Plakette. Er kommt nicht in Berührung mit der Plakettenoberfläche und erfüllt genau die Präzisions- und Reproduzierbarkeitsbedürfnisse. Durch Änderung des Schlitzes und der Position der Vakuumpinzette, kann man diesen Geber zu Plaketten mit verschiedenem Durchmesser anpassen.

CONTENTS

Editorial — Annual Semiconductor Conference

The 12 th. Edition (1989)

DC 535.3: 539.13

**STRUCTURAL SCIENCE
STRUCTURAL TECHNIQUE
STRUCTURAL KNOWLEDGE FRONTIERS**

Drăgănescu, M.: Structural science frontiers.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 8

Taking into account the fact that contemporary science, essentially structural, will become a structural and pheno-

menological science, some ideas on structural knowledge frontiers are presented: limits seen from the inside of structural science and limits seen from the outside. Also, some limits of the structural technology due mainly to Heisenberg's uncertainty principle and to the limited speed of light, are pointed out to. A possible delimitation between structural technology and a future structural and phenomenological technology, as illustrated in a function-structure diagram, is also considered.

DC 537.5: 111

**ELECTRONICS
INFORMATICS
ONTOLOGIC MODEL**

Gălățeanu, L.: In keeping up with the turn of the centuries.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 11

Romanian integrated circuit and electronic computer, the national economy information network, the material world and the function-structure diagram have been considered, when professor Mihai Drăgănescu celebrated his 60th birthday, the symbol elements of his activity in the fields of Romanian electronics, informatics and philosophical thinking. The logical character resulting from the function-structure diagram, of the mankind progress towards a consciousness capable of transforming the existence itself, by probing the profound and rich-in-information matter, is the measure of the revolutionary changes of the material world as conveyed by the philosophical thinking of Mihai Drăgănescu, the scientist.

DC 621.316: 537.5

**VOLTAGE REFERENCE
THERMAL COMPENSATION**

Veron, A. a.s.o.: A new development process of thermocompensated voltage reference diodes.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 13

A new process for the development of thermocompensated voltage reference diodes by mounting a 5.6 V Zener junction and a directly polarized pn junction on the same side of a unique semiconducting structure is suggested. The device technological flux consisting of standard used for bipolar integrated circuit manufacturing is presented. The diode significant electrical parameters, such as temperature coefficient of the reference voltage and the dynamic resistance to the operating current are analyzed and their distribution optimization methods are suggested.

DC 535.4: 681.3

**COMPENSATION
PROXIMITY
ELECTRON BEAM**

Popa, O.: Compensation of the proximity effect in electron beam lithography.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 15

A method of compensating the proximity effect in electron beam lithography, by adjusting the exposure rates to each geometry within an arbitrary pattern, is presented. The experimental methods used with a view to assessing the proximity effect as well as the error sources leading to a slight overcompensation, are described.

DC 534.8: 621.317.3

**NOISE
MICROSCOPY
DISPLACEMENTS**

Mihăilă, M. a.s.o.: Investigations by scanning and transmission microscopy on crystallographic defects that influence the bipolar transistor noise.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 17

Noise measurements sustained by observations through scanning and transmission microscopy pointed out to the fact that long segments of displacements, located in the space charge region of the emitter-base junction, influence the low frequency noise of the bipolar transistor to a greater extent than the phosphorous-induced displacements or than those crossing the space charge region.

DC 621.385 : 543

POWER SCHOTTKY DIODES
LOW ANGLE SLOPE OXIDE
MODELLING — EXPERIMENT

Brezeanu, Gh. a.s.o. : Power Schottky diodes with oxide slope profile.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 19
The electrical behaviour of the power Schottky diodes manufactured by using a technology based on a corrosion under a low angle of the oxide at the boundary of the metal-semiconductor system, is studied. Experimental data obtained are in good agreement with the analytical model developed.

DC 621.385.535.3

PHOTODIODES
UV SPECTRAL RESPONSE

Purica, M. a.s.o. : UV ray detection with silicon photodiodes.
E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 22
The paper presents the silicon photodiode response in UV spectral range (250—350 nm), taking into account the generation quantum efficiency and the characteristics of the layer where generation takes place.

DC 535.214 : 537.228

SENSOR
PRESSURE
PIEZORESISTANCE

Pavelescu, I. a.s.o. : Relative variation of piezoresistance in silicon sensors with square diaphragm.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 24
The paper presents proximity analytical relations describing distortions and strains in silicon thin square diaphragms. The analytical relation describing the dependence of the resistance modification on strains is determined and the piezoresistance relative variation is graphically presented. The results are in agreement with those reported by literature and obtained by numerical computation methods.

DC 651.9 : 537.2

LEAST SQUARES METHOD
LINEARIZATION
PIEZORESISTIVE SENSOR

Munteanu, I. a.s.o. : Notes on pressure sensor nonlinearity.
E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 30
A new linearization method of the sensor and transducer characteristic is presented alongside with a series of known methods and compared to them in case of two types of mechanical distortion piezoresistive transducers. By using the suggested method, the least values for the maximum error of nonlinearity are systematically obtained. This method, due to its general character, may be used for any type of sensor or transducer.

DC 538.5 : 621.385

INTEGRATED CIRCUIT
FUNCTIONAL INVESTIGATION
ELECTRONIC MICROSCOPE

Voicu, G. a.s.o. : Qualitative techniques for the integrated circuit functional investigation.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 32
The investigation of the integrated circuit LSI and VLSI functionality requires new techniques capable of supplying electrical information from interest areas inaccessible through external circuit connections. The techniques presented in the paper, based on the phenomenon of potential contrast, allow the suggestive illustration of the existing logical states in any point of the integrated circuit structure surface.

DC 621.3 : 681.3

TEST VECTORS
TESTING CAPACITY

Mărculescu, R. a.s.o. : Programme for the analysis of the digital circuit testing capacity.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 35
The paper deals with the problem of the combined circuit testing capacity from the viewpoint of the cost functions related to the internal nodes.

DC 621.37.029.6

MICROSTRIP OSCILLATOR
STABILITY
QUALITY FACTOR

Iordănescu, S. : Stabilized X-band oscillator with dielectric resonator.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 36
The paper presents a microstrip stabilized oscillator provided with an IMPATT diode, dielectric resonator, operating in X-band. The electrical characteristics of certain special ceramic materials are given and the experimental results obtained in steady-state and free oscillating state are presented comparatively.

DC 538.5 : 658.5 : 536

INTEGRATED CIRCUITS
RELIABILITY
WET HEAT

Bîzu, M. a.s.o. : Assessment of integrated circuit reliability upon their operation under wet heat conditions.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 39
The results obtained following linear integrated circuit accelerated testings, under such operating conditions as 25°C/85% relative humidity (R, H), 95°C/60% RH and 95°C/40% RH are presented. Experimental data have been computer-processed according to the generalized Reich-Hakim model and the temperature and humidity limits for model application have been established.

DC 651.9

FLAT ORIENTATION
OPTICAL TRANSDUCER
AUTOCOLLIMATION

Șerban, T. a.s.o. : Transducer for FLAT-centering and orientation of silicon wafers.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, nr. 1, March 1990, p. 41
The optical transducer uses a constructive solution based on autocollimation, valid for unground wafers, too. The transducer is contact-free from the wafer side and ensures the accuracy and reproducibility requirements. This transducer can be adjusted to wafers of different diameters by modifying the slit and the position to the vacuum tweezers

RÉSUMÉS

EDITORIAL — LA CONFÉRENCE ANNUELLE DE
SEMI-CONDUCTEURS
(CAS) — THÈME ÉDITION (1989)

CD 535.3 : 539.13

LA SCIENCE STRUCTURALE
LA TECHNIQUE STRUCTURALE
LES FRONTIÈRES DE LA CONNAISSANCE
STRUCTURALE

Drăgănescu, M. : Les frontières de la science structurale.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 8
En considérant que la science contemporaine, structurale en dernière analyse, va s'élargir vers une science structurellement — phénoménologique, on expose quelques idées concernant les frontières de la connaissance structurale : des limites vues de son extérieur. Aussi, expose-t-on des limites de la technologie structurale qui résultent, en premier lieu, du principe d'incertitude de Heisenberg et de la vitesse limitée de la lumière. On a en vue aussi une frontière entre la technologie structurale et une possible technologie à venir, fait illustré dans un diagramme fonction — structure.

CD 537.5 : 111

ELECTRONIQUE
INFORMATIQUE
MODÈLE ONTOLOGIQUE

Gălățeanu, L. : A la hauteur du passage entre les millénaires.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 11
Le circuit intégré roumain, l'ordinateur électronique roumain,

le réseau d'information de l'anneau du monde matériel et le diagramme fonction — structure sont considérés, à l'occasion de l'anniversaire de ses 60 ans, les éléments symbole de la contribution du professeur Mihai Drăgănescu à l'essor de l'électronique, de l'informatique et de la pensée philosophique roumaine. Le caractère de loi résulte du diagramme fonction — structure, du progrès de l'humanité vers une science capable de transformer l'existence — même, par l'intervention dans la matière profonde, qui porte l'information, et qui est la mesure des transformations révolutionnaires du monde matériel issues de la pensée philosophique de l'homme de science Mihai Drăgănescu.

CD 621.316 : 537.5

LA RÉFÉRENCE DE TENSION COMPENSATION THERMIQUE

Veron, A. et al. : Un nouveau processus de réalisation des diodes de référence de tension thermocompensées.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 13
On propose un nouveau processus de réalisation des diodes de référence, de tension thermocompensée par l'inscription d'une jonction *pn* polarisée directement sur la même facette d'une structure semiconductrice unique. On présente le flux technologique du dispositif, construit de processus standards utilisés dans la fabrication des circuits intégrés bipolaires. On analyse les paramètres électriques significatifs de la diode : le coefficient de température de la tension de référence et la résistance dynamique au courant de travail et l'on propose les méthodes d'optimisation de leur distribution.

CD 535.4 : 681.3

COMPENSATION PROXIMITÉ FAISCEAU D'ÉLECTRONS

Popa, O. : La compensation de l'effet de proximité dans la lithographie à faisceau d'électrons.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 15
On présente une méthode de compensation de l'effet de proximité dans la lithographie à faisceau d'électrons, par l'ajoutement des doses d'exposition pour chaque géométrie d'un modèle arbitraire. On décrit les méthodes expérimentales utilisées dans l'évaluation de l'effet de proximité ainsi que les sources d'erreurs qui mènent à une légère surcompensation.

CD 534.8 : 621.317.3

BRUIT MICROSCOPIE DISLOCATIONS

Mihăilă, M. et al. : Investigations par microscopie de balayage et de transmission sur les défauts cristalllographique influençant le bruit du transistor bipolaire.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 17
Des mesures de bruit corroborées avec des observations par microscopie de balayage et de transmission ont mis en évidence le fait que de longs segments de dislocations, localisés dans la région de charge spatiale de la jonction émetteur — base, influencent le bruit de basse fréquence du transistor bipolaire beaucoup plus que les dislocations induites de phosphore, ou celles traversant la région de charge spatiale.

CD 621.385 : 543

DIODES SCHOTTKY DE PUISSANCE OXYDE À CORROSION SOUS PETIT ANGLE MODÉLISATION — EXPÉRIMENT

Brezeanu, Gh. et al. : Diode Schottky de puissance en plan incliné en oxyde (DSP—PRO).

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 19
On étudie le comportement électrique des diodes de puissance Schottky fabriquées en utilisant une technologie basée

sur une corrosion sous petit angle de l'oxyde de la périphérie du système, métal-semi-conducteur. Les données expérimentales obtenues sont en bonne concordance avec le modèle analytique développé.

CD 621.385 : 535.3

PHOTODIODES RÉPONSE SPECTRALE ULTRAVIOLET

Purica, M. et al. : La détection de la radiation ultraviolette à photodiode sur silicium.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 22
Dans l'article on analyse la réponse des photodiodes sur silicium dans le domaine spectral ultraviolet (250—350 nm), en prenant en considération le rendement quantique de génération et les particularités de la couche où a lieu la génération.

CD 535.214 : 537.228

SENSEUR PRESSION PIÉZORÉSISTANCE

Pavelescu, I. et al. : La variation relative de la piézorésistance dans les senseurs à silicium à diaphragme carré.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 24
Dans l'ouvrage on établit des expressions analytiques approximatives pour la déformation et les efforts en diaphragmes carrés minces en silicium. On détermine l'expression analytique qui relie la modification de la résistance des efforts et l'on représente sur diagramme la variation relative de la piézorésistance. Les résultats sont en concordance par rapport à la littérature et sont obtenus par méthodes numériques de calcul.

CD 621.9 : 537.2

MÉTHODE DES MOINDRES CARRÉS LINIARISATION CAPTEUR PIÉZORÉSISTIF

Munteanu, I. et al. : Sur la non-linéarité des capteurs de pression.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 30
On y présente une nouvelle méthode de linéarisation de la caractéristique des capteurs et des traducteurs, ainsi qu'une série de méthodes connues auxquelles on compare la nouvelle méthode dans le cas de deux types de traducteurs piézorésistifs à déformations mécaniques. Par la méthode proposée on obtient systématiquement les moindres valeurs pour l'erreur maximale de non-linéarité. Cette méthode peut être appliquée grâce à son caractère général pourn'importe quel type de capteur ou de traducteur.

CD 538.5 : 621.385

CIRCUIT INTÉGRÉ ANALYSE FONCTIONNELLE MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE

Voicu, G. et al. : Techniques qualitatives pour l'analyse fonctionnelle des circuits intégrés.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 32
L'analyse fonctionnelle des circuits intégrés LSI et VLSI fait appel aux techniques nouvelles, pouvant fournir des informations électriques pour points d'intérêt inaccessibles,

par les connexions extérieures du circuit. Les techniques présentées, fondées sur l'utilisation du phénomène de contraste de potentiel, permettent d'illustrer suggestivement les états logiques existants à tout point de la surface de la structure du circuit intégré.

CD 621.3 : 681.3

**VECTEURS D'ESSAI
POSSIBILITÉS D'ESSAI**

Mărculescu, R. et al. : Programme pour l'analyse de possibilité d'essai des circuits numériques.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 34
L'ouvrage se réfère au problème des possibilités d'essai des circuits combinatoires du point de vue des fonctions de coût associées aux noeuds intérieurs.

CD 621.37.029.6.

**OSCILLATEUR MICROSTRIP
STABILITÉ
FACTEUR DE QUALITÉ**

Iordănescu, S. : Oscillateur en bande X, stabilisé, à résonateur diélectrique.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 36
L'ouvrage présente la mise en oeuvre d'un oscillateur microstrip à diode IMPATT stabilisé à résonateur diélectrique, en bande X. On y spécifie les caractéristiques électriques de quelques céramiques spéciaux et l'on y définit les résultats expérimentaux comparatifs pour les oscillateurs en régime stabilisé et en régime d'oscillation libre.

CD 538.5 : 658.5 : 536

**CIRCUITS INTÉGRÉS
FIABILITÉ
CHALEUR HUMIDE**

Băzu, M. et al. : Evaluation de la fiabilité des circuits intégrés lors du fonctionnement en conditions de chaleur humide.
E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 39
On y présente les résultats obtenus lors des essais accélérés dans les conditions du fonctionnement à 25°C/85 % humidité relative (R, H), 95°C/60 % RH et 95°C/40 % RH, pour circuits intégrés linéaires. Les données expérimentales ont été traitées à l'aide d'un ordinateur selon le modèle Reich-Hakim généralisé et l'on a établi les limites de température et d'humidité pour appliquer le modèle.

CD 651.9

**ORIENTATION FLAT
TRADUCTEUR OPTIQUE
AUTO COLIMATION**

Șerban, T. et al. : Traducteur pour centrer et orienter FLAT les plaquettes en silicium.

E.E.A.— *Automatica și electronica* 34, no. 1, mars 1990, p. 41
Le traducteur optique applique une solution constructive basée sur l'autocollimation, fonctionnant également pour des plaquettes non-polies. Il n'entre pas en contact avec la surface de la plaquette, assurant parfaitement les fonctions de précision et de reproductibilité. Ce traducteur peut être adapté pour plaquettes à divers diamètres en modifiant la fente et la position par rapport à la pincette à vide.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA SI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE ȘI ELECTRONICI

Automatica și electronica nr. 1

Conferința Anuală de Semiconductoare (CAS) Ediția a 12-a (1989)

Cea de-a 12-a ediție a Conferinței Anuale de Semiconductoare (CAS) — 1989, organizată de CCSIT — Componente Electronice s-a desfășurat la Sinaia, între 11 și 14 octombrie 1989.

Urmind linia ascendentă calitativ și cantitativ (număr de lucrări — fig. 1) a ultimilor ani, ediția CAS-1989 s-a înscris, ca anvergură și tematică în rindul celor mai importante manifestări științifice naționale.

Conferința s-a desfășurat și în acest an sub egida Academiei Române — Secția Științe Tehnice, fiind inclusă în planul manifestărilor științifice interne al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor (CNIT).

La cea de-a 12-a ediție CAS au participat, ca membri în Comitetul de Organizare: academician prof. dr. doc. Mihai Drăgănescu, președinte al Academiei Române, președinte de onoare al Comitetului de Organizare CAS, academician prof. dr. doc. Radu Grigorovici, membru corespondent al Academiei Române, coordonatorul secțiunii „Fizica semiconductoarelor”, conf. dr. ing. Adrian Rusu, IPB, coordonator al Programului Științific și prof. dr. ing. Vasile Cătuneanu, IPB, coordonatorul secțiunii de „Fiabilitate”.

Ediția CAS-1989 s-a bucurat de participarea extraordinară a academicianului Mihai Drăgănescu președintele Academiei Române, de participarea unor oaspeți de prestigiu, autori de lucrări invitate în Programul CAS-1989 cum sînt: prof. dr. ing. Adelaida Mateescu, prorectorul Institutului Politehnic București, prof. dr. doc. Andrei Țugulea (IPB), prof. dr. doc. Alexandru Timotin (IPB), ing. Nicolae M. Nicolae, ing. Radu Răpeanu, inginer șef al IPRS-Băneasa, dr. A. Aldea (IFTM—Măgurele). Din lista lungă a oaspeților la CAS-1989 enumerăm: conf. dr. ing. Anca Manolescu (IPB), prof. dr. ing. George Rulea (IPB), prof. dr. Miron Costin (Universitatea din Cluj), ing. Rodica Savin (CIETC), ing. Traian Florescu (CIETC), ing. Corneliu Cațichi și alții. Trebuie, de asemenea, menționată participarea a numeroase cadre de conducere din Platforma Băneasa (directori, șefi de secție sau laboratoare de

cercetare din IPRS-Băneasa, I. Microelectronica, CCSIT — Componente Electronice): dr. ing. Petru Dan, dr. ing. George Mănduțeanu, ing. Anton Vătășescu, ing. Dan Mazilu din IPRS-Băneasa, dr. ing. Radu Bârsan și ing. Gelu Voicu (I. Microelectronica), dr. ing. Ioan Bătrâna, dr. ing. Dănuț Olteanu, dr. Constantin Postolache, ing. Lucian Gălățeanu, ing. Calistrat Tuduciu, ing. Marcu Bușe, fiz. Ioan Burlăcel și ing. Ovidiu Popescu (CCSIT-Componente Electronice).

Participarea la ediția a 12-a CAS a fost numeroasă: 411 participanți (din cei 234 autori de lucrări) de la 72 de unități de cercetare, învățămînt și producție din toată țara. Ponderea cea mai mare de participare au avut-o unitățile din Platforma Băneasa (CCSIT-CE, IPRS, Microelectronica), Institutul Politehnic București și Platforma Măgurele (IFTM, IFTAR, IFIN, Universitatea București).

Programul Conferinței

CAS s-a impus de-a lungul celor 12 ediții prin nivel științific și organizare. În acest sens sînt semnificative rigorile de acceptare, redactare și prezentare a lucrărilor la conferință. Și anul acesta acceptarea lucrărilor s-a făcut în 2 etape consecutive și interdependente, de către 5 subcomitete de selecție, din 203 lucrări trimise fiind selectate în final numai 129 lucrări. Din totalul de lucrări înscrise în Programul CAS—1989, 65 lucrări au reprezentat CCSIT — Componente Electronice, participarea cu lucrări a instituției organizatoare înscrinduse în continuare pe o curbă cu tendință crescătoare (fig. 1).

Programul conferinței a cuprins 19 secțiuni, dintre care: o secțiune „GENERALĂ” (7 lucrări invitate), 10 secțiuni orale (deschise de 9 lucrări invitate) și 8 secțiuni cu prezentare de tip „POSTER”. Tematica secțiunilor și lista lucrărilor invitate se dau în ANEXELE 1 și 2.

Datorită stabilirii unor reguli severe de redactare a lucrărilor, CAS s-a făcut remarcată și prin calitatea volumului „Lucrările CAS”

care la această ediție a reunit, în 700 pagini, 126 lucrări curente și 11 lucrări invitate. Volumul a fost tipărit prin „foto-offset” în 500 exemplare și distribuit participanților în timpul desfășurării conferinței.

Programul CAS-1989 a fost bine apreciat de participanți și invitați.

O altă categorie de lucrări invitate s-au referit la unele probleme generale privind modernizarea tehnologiilor din microelectronică :

- „Aspecte moderne în asigurarea calității și fiabilității proceselor tehnologice”, (prof. dr. ing. V. M. Cătuneanu, IPB).

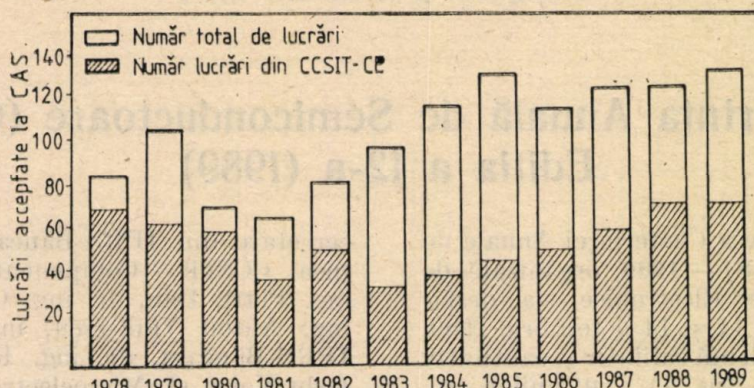


Fig. 1. Diagrama 1 Evoluția cifrei de participare cu lucrări la CAS

Secțiunile de comunicări

Pe linia ascendentă din ultimii ani, ediția CAS-89 poate fi apreciată ca o reușită științifică deplină, un cuvânt cheie, definitoriu, putând fi CALITATEA. Aceasta trebuie înțeleasă atât ca nivel științific, cât mai ales ca preocupare constantă pentru realizarea unor produse cu caracteristici tehnico-funcționale și economice deosebite, ca pe o preocupare de a valorifica la maximum toate resursele materiale și umane disponibile.

Programul CAS-1989 a inclus, în urma unei riguroase selecții, 129 lucrări curente și 16 lucrări invitate.

LUCRĂRILE INVITATE, caracterizate de o înaltă ținută științifică, au fost prezentate în secțiunea GENERALĂ sau în deschiderea secțiunilor pe domenii, suscitând un viu interes din partea auditoriului. Între acestea o categorie aparte o constituie lucrările cu caracter interdisciplinar, cu un grad mare de generalitate între care menționăm :

- „Frontierele științei structurale”, prezentată de academician prof. dr. doc. Mihai Drăgănescu, președintele Academiei Române (lucrare prezentată și în actualul număr al revistei).
- „Sisteme dinamice și stabilitatea lor”, prezentată de academician Radu Voinea.
- „Unele considerente privind conexiunea progres tehnic — comerț internațional”, prezentată de ing. Nicolae M. Nicolae.
- „La înălțimea trecerii dintre milenii”, prezentată de ing. Lucian Gălățeanu.

- „Un studiu de fezabilitate a procesării structurilor de siliciu pe o linie unitară de fabricație” (ing. R. Râpeanu și colectiv de autori din IPRS).

- „Secția de fabricație componente semiconductoare din CCSIT-CE : zece ani de aplicare a cercetării în producție. Evoluție și perspective” (ing. M. Bușe, fiz. I. Burlăcel, CCSIT-CE).

- „Automatizarea proceselor tehnologice — factor de progres în microelectronică”, (dr. ing. D. Olteanu, ing. I. Pavelescu, CCSIT-CE).

De un interes deosebit s-au bucurat și lucrările invitate în care s-au prezentat unele cercetări recente cu caracter teoretic sau aplicativ și care deschid orizonturi noi în activitatea de cercetare și producție din microelectronică :

- „Citeva probleme ale circuitelor electrice infinite”, (prof. dr. ing. A. Măteescu, IPB)

- „Fenomene de transport cuantic în structuri mezoscopice” (dr. A. Aldea, IFTM).

- „Redistribuirea sursei îngropate. Modelare și analiză comparativă”, (dr. C. Postolache, dr. F. Găiseanu, ing. R. Mazilu, CCSIT-CE)

- „Metodă de caracterizare litografică a fotorepetoarelor utilizând un proces cu rezist reversibil”, (ing. M. Dușa, ing. D. Nicolau, CCSIT-CE).

- „Echilibrul electrostatic al conductoarelor și gazul electronic bidimensional”, (prof. dr. doc. A. Țugulea, IPB).

— „Asupra echilibrului electrostatic în semiconductoare”, (prof. dr. doc. A. Timotin, IPB).

— „Circuite integrate pe rețele de componente neconectate”, (ing. C. A. Popescu, CCSIT-CE, ing. R. Răpeanu, IPRS).

— „Determinarea parametrilor circuitului echivalent al diportului reciproc și fără pierderi, în microunde, prin prelucrarea datelor experimentale cu ajutorul calculatorului” (prof. dr. ing. G. Rulea, IPB).

Referindu-ne la tematica secțiunilor de comunicare (Anexa 1) trebuie să remarcăm faptul că și în acest an, în cadrul conferinței s-au prezentat multe lucrări valoroase în domeniul tehnologiei, fapt ce a impus organizarea prezentării lor în cadrul a 3 secțiuni de **TEHNOLOGIE**. Dintre acestea, s-au remarcat prin calitatea și interesul cu care au fost urmărite lucrările:

— „Un nou proces de realizare a diodelor referință de tensiune termocompensate” (A. Veron, M. Ohanesian, IPRS). *

— „Compensarea efectului de proximitate în litografia cu fascicul de electroni”, (O. Popa, I. Microelectronica).

— „Dielectric Constant and Dissipation Factors in LTCVD SiO₂ Films”, (C. Cobianu, I. Microelectronica, C. Pavelescu, CCSIT-CE, V. M. Cătuneanu, IPB)

Și în acest an secțiunea de **FIZICA SEMICONDUCTOARELOR** a conținut lucrări valoroase, elaborate de specialiști din IPB, CCSIT-CE, Universitatea București, Universitatea Brașov, IPA Brașov, IFTM și IFIN, dintre acestea evidențiindu-se lucrarea:

— „The Exact Theory of Image-Force Effect on Hot-Electron Emission from Silicon into Silicon Dioxide” (D. Dascălu, C. Căbuz, IPB).

Secțiunile tradiționale de **DISPOZITIVE DISCRETE** și **ANALIZĂ-MODELARE** nu vin în acest an cu dispozitive performante noi, dar prin natura subiectelor abordate se întrezărește pregătirea acestora în fază de laborator. Lucrările cele mai apreciate din cadrul acestor secțiuni au fost:

— „Investigații prin microscopie de baleiaj și de transmisie asupra defectelor cristalografice care afectează zgomotul tranzistorului bipolar”, (M. Mihăilă, CCSIT-CE, H. Blumtritt, R. Gleichmann, IFE Halle — RDG, A. Veron, M. Ohanesian, IPRS, V. Postolache, I. Microelectronica)

* Cele mai bune lucrări din secțiuni (locul 1 și 2, conform Topului coordonatorului de secțiuni CAS) vor fi publicate în actualul număr al revistei EEA, precum și în cadrul numerelor următoare ale anului 1990.

— „Diode Schottky de putere cu profil rampă de oxid (DSP-PRO)”, (Gh. Brezeanu, IPB, M. Bădilă, CCSIT-CE, P. Al. Dan, IPRS, F. Mitu, IPB, E. Golu, IPRS).

Secțiunile de **OPTOELECTRONICĂ** și **TRADUCTOARE CU SEMICONDUCTOARE** dovedesc o creștere a preocupărilor, dar și a rezultatelor promițătoare în direcții de mare interes: conversia fotoelectrochimică a radiației solare, senzori de H₂ și CO etc. Organizate în formă **POSTER**, aceste secțiuni s-au bucurat de o mare audiență și interes din partea participanților, lucrările cele mai apreciate fiind:

— „Detectia radiației ultraviolete cu fotodiode pe siliciu”, (M. Purica, E. Budianu, CCSIT-CE).

— „Piezoresistance Relative Variation in Square Thin—Diaphragm Pressure Sensors”, (I. Pavelescu, C. Schor, CCSIT-CE, E. Pavelescu, IAE—Aerofina).

— „Asupra neliniarității senzorilor de presiune”, (I. Munteanu, Universitatea București, S. Nan, CCSIT-CE, B. Logofătu, Universitatea București, A. Hanganu, CCSIT-CE).

În secțiunea de **FIABILITATE**, în care s-a prezentat un spectru larg de probleme asociate acestui domeniu de mare importanță, a reținut atenția lucrarea:

— „Evaluarea fiabilității circuitelor integrate la funcționarea în condiții de căldură umedă”, (M. Băzu, R. Plugaru, A. Stoica, M. Tăzlăuanu, L. Gălățeanu, V. Ilian, CCSIT-CE)

Secțiunea de **CIRCUITE INTEGRATE** a prezentat în acest an mai puține produse noi, din care se poate totuși remarca seria de circuite stabilizatoare pentru tensiuni pozitive 78Lxx. Lucrarea cea mai apreciată:

— „Tehnici calitative de investigare funcțională a circuitelor integrate” (G. Voicu, S. Prisecaru, I. Microelectronica)

ar putea deschide seria unor cercetări, extrem de utile pentru fabricanții de circuite integrate, bazate pe utilizarea microscopului electronic.

Secțiunea de **MICROUND** a reunit și în acest an o serie de lucrări interesante în domeniul circuitelor specifice, lucrări ce pregătesc mult așteptata străpungere tehnologică în sfera dispozitivelor active de microunde. Dintre lucrările prezentate, de un deosebit interes s-a bucurat:

— „Oscilator în banda X stabilizat cu rezonator dielectric” (S. Iordănescu, A. D. Georgescu, CCSIT-CE, G. Cățoiu, ICSITE, C. Zgăvirdici, ICEM).

În secțiunile de **ECHIPAMENTE TEHNOLOGICE** și **TESTARE** au fost prezentate utilaje tehnologice performante, rod al acumulării unei experiențe bogate, remarcându-se

seria de echipamente destinate procesării și caracterizării plachetelor de siliciu; instalațiile tehnologice cu ultrasunete și testoarele automate pentru dispozitive discrete și sisteme digitale, cercetări care reflectă tot atâtea direcții importante din activitatea CCSIT-Componente Electronice. Din aceste secțiuni au fost apreciate ca deosebit de interesante lucrările :

- „Traductor pentru centrarea și orientarea flat-ului la plachetele de siliciu” (T. Șerban, V. Ghiordănescu, M. Vodă, IFTM, G. Popescu, E. Ștefănescu, A. Grigore, P. Grigoriu, CCSIT-CE).
- „ELMAP — program de modelare și simulare a unui analizor de energie a electronilor secundari în SEM”, (D. Manea, A. Rusu, IPB, G. Voicu, I. Microelectronica).

Secțiunea de APLICAȚII, care s-a bucurat de o participare foarte numeroasă și de un viu interes, a cuprins 11 lucrări, cu un spectru larg de preocupări, de un mare interes bucurându-se lucrările :

- „Altă aplicație cu MMP 190”, (I. Constantinescu, G. Ionescu, ICSITE).
- „Circuit de stabilizare a tensiunii de ieșire a convertizoarelor statice trifazate (CST) de uz aeronautic” (C. Ghiaș, M. Dumitrescu, IEA-Aerofina).

Secțiunea de SISTEME a reunit preocupări ale CCSIT-Componente Electronice. I. Microelectronica și ICSIT-TCI pentru dezvoltarea și utilizarea sistemelor cu microprocesor și a minicalculatoarelor, lucrarea cea mai apreciată fiind :

- „Microcalculator modular cu destinație industrială — MIND”, (C. Rotaru, P. Ion, A. Banto, St. Banto, P. Munteanu, M. Otobiciu, I. Microelectronica).

În secțiunea PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR s-au remarcat lucrările :

- „ZBA — un nou algoritm de post-procesare a layout-ului”, (A. Naș, C. Popescu, I. Microelectronica).
- „Program pentru analiza testabilității circuitelor digitale”, (R. Mărculescu, S. Coțofană, CCSIT-CE).

Secțiunea de POSTER GENERAL a cuprins 12 lucrări cu un spectru divers de teme abordate, reflectând la scară redusă imaginea CAS : realizarea de diode NIP pentru microunde, diode supresoare pentru autovehicule, diode Schottky de putere, circuite integrate pentru optimizarea convorbirilor telefonice, receptor TV cu facilități de teletext, noi tipuri de radiatoare cu tub termic pentru diode și tiristoare de 800—1600 Å. Secțiunea s-a bucurat de o mare

audiență și succes, lucrarea cea mai apreciată fiind :

- „Topologii de circuit specifice circuitelor integrate pentru convorbire telefonică ROB 285 și ROB 1060”, (M. Mărgărit, P. Popescu, CCSIT-CE).

Un eveniment deosebit care s-a regăsit în cadrul Conferinței din acest an a fost împlinirea a 10 ani de activitate de microproducție a secției S₁ din CCSIT-CE. În cadrul secțiunii „Secția S₁/CCSIT-CE — 10 ani de microproducție”, special organizate cu această ocazie, au fost prezentate un număr de 5 lucrări, reprezentând diferite domenii de activitate din cadrul secției. S-a remarcat în cadrul secțiunii, lucrarea :

- „Algoritm și echipament pentru caracterizarea circuitelor integrate ROB 8140, utilizate în reglatoarele auto de tensiune”, (M. Bușe, Viorel Popescu, CCSIT-CE).

O caracteristică a întregii desfășurări a Conferinței din acest an au fost numeroasele discuții tehnice care au avut loc în secțiuni, dar și în afara lor, discuții care au condus la îmbunătățirea climatului de colaborare și bună înțelegere între participanți și unitățile economice, de cercetare sau învățământ pe care le-au reprezentat.

Comunicările CAS-1989 au condus la obținerea unor rezultate imediate, de larg interes pentru cercetarea și producția platformelor Băneasa (CCSIT-CE, IPRS, I. Microelectronica), Măgurele (IFTM, IFTAR, IFIN), a instituțiilor de învățământ superior din București, Brașov, Cluj, Craiova, Iași, Timișoara și a numeroase întreprinderi de profil din toată țara cum sint :

- REDUCEREA EFORTULUI VALUTAR prin obținerea de noi dispozitive semiconductoare (diode NIP pentru microunde, dispozitive de protecție la supratensiuni, diode Schottky de putere, senzori și traductoare) și a unor circuite integrate complexe (oscilator stabilizat cu rezonator dielectric, cuploare și circulator pentru microunde, circuite hibride pentru electronica auto, stabilizatoare de tensiune integrate);
- CREȘTEREA RANDAMENTELOR DE FABRICAȚIE, A FIABILITĂȚII ȘI ÎMBUNĂTĂȚIREA PERFORMANȚELOR DISPOZITIVELOR ȘI CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE ȘI MOS, prin introducerea unor noi tehnici și tehnologii, a noi metode de caracterizare și investigare microfizică și electrică;
- REDUCEREA CONSUMURILOR ENERGETICE ȘI SCURTAREA CICLULUI CERCETARE-PRODUCȚIE prin cercetarea și punerea în fabricație a celulelor solare, a stabilizatoarelor de tensiune cu performanțe

ridicate și a diodelor Schottky de putere, prin creșterea gradului de automatizare, simularea pe calculator, analiza și modelarea proceselor tehnologice.

— **REALIZAREA ÎN TARĂ A UNOR UTILAJE, SISTEME ȘI ECHIPAMENTE TEHNOLOGICE** cum sînt: seria de echipamente destinate procesării și caracterizării plachetelor de siliciu, instalațiile tehnologice cu ultrasunete, testoarele automate pentru dispozitive discrete și sisteme digitale și sistemele pentru măsurarea și urmărirea parametrilor climatici;

— **DIVERSIFICAREA DOMENIILOR DE APLICAȚIE A DISPOZITIVELOR SEMI-CONDUCTOARE ȘI CIRCUITELOR INTEGRATE**, avînd ca rezultat direct extinderea nomenclatorului de aparate de măsură industriale.

În afara numărului și a calității lucrărilor prezentate, a contribuției acestora la dezvoltarea microelectronicii românești, dorim să subliniem importanța acestei ediții CAS și pe planul formării cadrelor de specialiști în domeniu în special a celor tineri, pentru care volumul lucrărilor CAS constituie un mijloc de informare și documentare la zi.

Aspecte organizatorice

Comitetul de Organizare s-a străduit și în acest an să întrețină o ambianță științifică și organizatorică cit mai plăcută și care să asigure în mod adecvat respectarea Programului CAS propus.

Activitatea organizatorică a beneficiat și anul acesta de sprijinul și coordonarea competență a președintelui de onoare, academician prof. dr. doc. Mihai Drăgănescu, membru corespondent al Academiei Române, a președintelui Comitetului de Organizare dr. ing. Ioan Bătrâna, directorul CCSIT-Componente Electronice, precum și a coordonatorilor Programului Științific dr. ing. Dănuț Olteanu (CCSIT-CE) și dr. ing. Adrian Rusu (IPB).

Coordonatorii problemelor **TEHNICE** (ing. S. Iordănescu și ing. C. Tuduciuc), **ECONOMICE** (ec. F. Virlan și N. Savopol), și **PUBLICITARE** (ing. A. Cosmin și dr. ing. Gh. Brezeanu) au reușit să satisfacă și în acest an toate solicitările numeroșilor participanți.

Activitatea de cercetare și producție a fost ilustrată prin **EXPOZIȚII CU EXPONATE**, **FOI DE CATALOG**, **PLIANTE** (ing. C. Gorunescu) și **EXPOZIȚII DE ARTICOLE CAS PUBLICE** sau **COMUNICATE ÎN STRĂINĂTATE** (ing. M. Bădilă și ing. dr. Gh. Brezeanu).

Gazeta CAS (realizatori ing. F. Roiu, ing. S. Puchianu și ing. M. Voiculescu) a ținut

„pulsul” zilelor conferinței prin numere zilnice, așteptate cu interes și bine apreciate de participanți.

Materialele tipografice realizate într-o formă îngrijită și distribuite la timp, au fost finalizate cu concursul editorului Anca Rusu.

Echipele tehnice, foto-cineclub, precum și secretariatul CAS au funcționat cu program permanent și în acest an, pentru asigurarea reușitei organizatorice a actualei ediții.

Concluzii

Ediția a 12-a a Conferinței Anuale de Semiconductoare atingîndu-și toate obiectivele științifice, tehnice și organizatorice propuse și fiind bine apreciată în final de către toți participanții și invitații la lucrări, poate fi considerată o manifestare științifică deplin reușită.

La ediția CAS-1989, au fost premiate cele mai bune lucrări ale ediției anterioare, prin acordarea de diplome. Lista acestor lucrări este anexată prezentului material.

Acest număr al revistei, consacrat ediției a 12-a CAS publică o selecție a celor mai bune lucrări, prezentate în 1989 la Conferința Anuală de Semiconductoare.

Ediția următoare, CAS-1990, va avea loc la Sinaia în perioada 10–13 octombrie, organizatorii adresînd în acest număr al revistei bine cunoscuta „Chemare pentru lucrări la CAS-1990”.

Organizator CAS-1989,
ing. *Doina Vancu*

ANEXA 1

TEMATICA SECȚIUNILOR LA CAS 1989

1. GENERALĂ
2. Fizica semiconductoarelor
3. Tehnologie 1 (Procese structuri)
4. Tehnologie 2 (Procese măști-fotolitografie)
5. Tehnologie 3 (Procese și materiale) — POSTER
6. Dispozitive discrete
7. Analiză și modelare
8. Optoelectronică
9. Traductoare cu semiconductoare (POSTER)
10. Circuite integrate
11. Proiectare asistată de calculator (CAD)
12. Fiabilitate

13. Microunde
14. Secția S₁/CCSIT-CE — 10 ani de micro-producție
15. Echipamente tehnologice (POSTER)
16. Testare (POSTER)
17. Sisteme (POSTER)
18. Aplicații (POSTER)
19. POSTER GENERAL

ANEXA 2

1. „Frontierele științei structurale”, academician prof. dr. doc. M. Drăgănescu, președintele Academiei Române
2. „Sisteme dinamice și stabilitatea lor”, academician R. Voinea
3. „Unele considerente privind conexiunea progres tehnic — comerț internațional”, ing. N. M. Nicolae
4. „Citeva probleme ale circuitelor electrice infinite”, prof. dr. ing. A. Mateescu, IPB
5. „Un studiu de fezabilitate a procesării structurilor de siliciu pe o linie unitară de fabricație”, ing. R. Râpeanu, dr. ing. P. Al. Dan, ing. N. Marinescu, ing. S. Negru, ing. S. Puchianu, ing. T. Dunca, ing. S. Georgescu, ing. D. Sdrulla, IPRS
6. „Aspecte moderne în asigurarea calității și fiabilității proceselor tehnologice”, prof. dr. ing. V. Cătuneanu, IPB
7. „La înălțimea trecerii dintre milenii”, ing. L. Gălățeanu, CCSIT-CE
8. „Fenomene de transport cuantic în structuri mezoscopice”, dr. A. Aldea, IFTM
9. „Redistribuiția sursei îngropate. Modelare și analiză comparativă”, dr. C. Postolache, dr. F. Găiseanu, ing. R. Mazilu, CCSIT-CE
10. „Metodă de caracterizare litografică a foto-repetoarelor utilizând un proces cu rezist reversibil”, ing. M. Dușa, ing. D. Nicolau, CCSIT-CE
11. „Automatizarea proceselor tehnologice — factor de progres în microelectronică”, dr. ing. D. Olteanu, ing. I. Pavelescu, CCSIT-CE
12. „Echilibrul electrostatic al conductoarelor și gazul electronic bidimensional”, prof. dr. doc. A. Țugulea, IPB
13. „Asupra echilibrului electrostatic în semiconductoare”, prof. dr. doc. A. Timotin, IPB
14. „Circuite integrate pe rețele de componente neconectate”, ing. C. A. Popescu, CCSIT-CE, ing. R. Râpeanu, IPRS
15. „Determinarea parametrilor circuitului echivalent al diportului reciproc și fără pierderi, în microunde, prin prelucrarea datelor experimentale cu ajutorul calculatorului”, prof. dr. ing. G. Rulea, IPB
16. „Secția de fabricație componente semiconductoare din CCSIT-CE: zece ani de aplicare a cercetării în producție. Evoluție și perspective”, ing. M. Bușe, fiz. I. Burlăcel, CCSIT-CE.

Lista lucrărilor prezentate la CAS 1988 care au fost premiate pentru originalitate, interes tehnic și calitatea prezentării (în ordinea secțiunilor din program)

1. O NOUĂ APLICAȚIE A TERMODINAMICII PROCESELOR IREVERSIBILE : DETERMINAREA PUNCTULUI DE PUTERE MAXIMĂ AL CELULEI SOLARE CU JONCTIUNE PN, Fl. Căldăraru, M. Căldăraru, D. Nicolaescu, Șt. Vasile, CCSIT-CE
2. COMPARAȚIE ÎNTRE DIFUZIILE DE Au ȘI DE Pt PENTRU DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE RAPIDE DE ÎNALTĂ TENSIUNE ȘI DE PUTERE, Gh. Dinoiu, CCSIT-CE, E. Lakatoș, C. Liiceanu, D. Liiceanu, M. Niculae, F. Turțudău, IPRS
3. GHETER PRIN SEGREGARE, D. Sachelarie, R. Ungureanu, A. Bădoiu, M. Stoica, CCSIT-CE
4. EXPERIMENTĂRI CU UN ELECTRONOREZIST PREPARAT IN-HOUSE, D. Nicolau, G. Drăgan, M. Iorgulescu, CCSIT-CE
5. STUDIUL CONTACTELOR OHMICE NICHEL (DOPAT CU BOR)-SILICIU DEPUSE CHIMIC LA TRANZISTOARELE HOMETAXIALE DE PUTERE, L. Nedelescu, M. Rădulescu, A. Oanea, T. Dunca, D. Sdrulla, IPRS
6. TRAZISTOR CU INDUCȚIE STATICĂ ÎN TEHNOLOGIE PLANARĂ, A. Rusu, IPB, C. Postolache, CCSIT-CE
7. FOTODETECTOR DE VITEZĂ PENTRU COMUNICAȚII OPTICE, D. Hagimă, M. Căldăraru, A. Paraschiv, Fl. Crăciunoiu, V. Stănculescu, CCSIT-CE
8. STUDIU ASUPRA NELINIARITĂȚII SENZORULUI PIEZOREZISTIV DE PRESIUNE CU SILICIU, M. Munteanu, IEA-Aerofina
9. SESIZOR PIEZOREZISTIV DIN STRATURI SUBȚIRI PE MEMBRANĂ DE SILICIU, A. Brădeanu-Creangă, IPRS, P. Cioară, Univ. Cluj, A. Devenyi, A. Marian, I. Mateescu, IFTM
10. EVALUAREA ENERGHIILOR DE ACTIVARE PENTRU MECANISMELE DE DEFECTARE APĂRUTE LA NIVELUL METALIZĂRII CIRCUITELOR INTEGRATE ȘI TRANZISTOARELOR DE RADIOFRECVENȚĂ, A. Stoica, R. Plugaru, M. Drăgan, M. Băzu, L. Gălățeanu, V. Ilian, CCSIT-CE
11. ANALIZA DISTRIBUȚIEI PE PLACHETĂ A CIRCUITELOR BUNE ELECTRIC PROCESATE ÎN TEHNOLOGIA CMOS, A. Delibaltov, R. Albu, Microelectronica
12. ROB 8088. CIRCUIT INTEGRAT TRIPLU DRIVER PENTRU COMANDA ȘI PROTECȚIA TRANZISTOARELOR PNP DE PUTERE, D. Șerbănescu, R. Iliescu, O. Neagoe, E. Mihăilescu, CCSIT-CE
13. PROGRAM DE PLASARE ÎNȚALĂ CONSTRUCTIVĂ DESTINAT CI SEMIPROCESATE, F. Bălașa, R. Vlădescu, CCSIT-CE
14. PG — PACHET DE PROGRAME DE POSTPROCESARE A LAYOUT-ULUI, A. Naș, C. Popescu, M. Liță, H. Profeta, Microelectronica
15. INFLUENȚA INTERFETEI ASUPRA CARACTERISTICILOR ELECTRICE LA DIODELE SCHOTTKY REALIZATE CU SILICIURI, Gh. Brezeanu, IPB, P. Al. Dan, IPRS
16. ECHIPAMENT DE DEPUȘURI CHIMICE DIN FAZĂ DE VAPORI LA JOASĂ PRESIUNE (LPCVD) UTILIZÂND SURSE LICHIDE, M. Bădilă, C. Orfescu, V. Stama, V. Păun, R. Zechiu, M. Dargate, CCSIT-CE
17. TESTAREA CIRCUITELOR AUDIO PRIN METODA EȘANTIONĂRII. APLICAȚIE : TESTAREA CIRCUITULUI TDA 2030, A. S. Năstase, G. Tănase, IPRS
18. IMPLICAȚII ALE AUTOCALIBRĂRII, I. Constantinescu, ICSIT-CE
19. SURSE NERADIATIVE DE ZGOMOT „FLICKER” ÎN TRANZISTORUL BIPOLAR, M. Mihăilă, CCSIT-CE

CZ. 535.3 : 539.13

ȘTIINȚĂ STRUCTURALĂ
TEHNOLOGIE STRUCTURALĂ
FRONTIERELE CUNOAȘTERII STRUCTURALE

Frontierele științei structurale

MIHAI DRĂGĂNESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

1. Știința structurală este cunoașterea, modul de gândire și efortul de cercetare al structurilor ca singură realitate recunoscută.

2. Știința actuală este în esență o știință structurală care caută să explice totul prin structuri.

3. Structura este o organizare de elemente care poate fi descrisă prin metode formale (matematice, logice, lingvistice). Organizarea este o grupare cu o anumită ordine care presupune anumite forme de corelare, cooperare sau interacțiune între elementele ei.

4. S-ar părea că nu există nici o diferență între organizare și structură. Așa și este în cadrul unui mod de gândire structural. Însă întrucât în definiția de mai înainte a organizării nu se face apel la structură, organizarea poate fi înțeleasă ca fiind mai generală decât structura, cuprinzând și alte elemente decât cele strict structurale.

5. Elementele structurale cele mai profunde pentru știință sînt particulele elementare. Dacă ele sînt ultime elemente structurale ale lumii, atunci în interiorul lor nu mai sînt structuri, ci forme nestruclurale care dau naștere la structuri. Dacă în interiorul lor sînt tot structuri atunci acestea ar trebui căutate la infinit, ceea ce este de neconceput din punct de vedere fizic.

6. O structură cu proprietăți emergente este un sistem. Atomul, molecula, corpul solid sînt sisteme. Conceptul de sistem care este echivalent cu cel de automat, este aplicat tuturor formelor realității, chiar dacă este vorba de o ființă vie, de un om, de un proces social sau de societate. Nepotrivirea în aceste ultime cazuri a început să devină evidentă pentru tot mai mulți oameni de știință.

7. Legile științei structurale sînt legi deterministe: determinism strict sau determinism probabilistic. Numai științele comportamentului animal și uman, precum și sociologia încearcă uneori să depășească acest cadru. Știința structurală reduce cauzalitatea la determinism.

8. Legile deterministe pot duce uneori la procese indeterminate cum este cazul programelor complexe de inteligență artificială la care nu se poate determina desfășurarea lor

exactă sau pot duce în alte cazuri la ceea ce se numește haosul determinist pus în evidență în domeniile mecanicii, electronicii ș.a. Aceste procese nu sînt guvernate de fenomene nedeterminate, ci deterministe. Și totuși, legitățile tendențiale afirmate în domeniul social de către Marx și Gramsci sînt, între anumite limite, nedeterminate, dar fără a-și pierde cauzalitatea.

9. Frontierele științei structurale pot fi privite în două moduri: a) din interiorul acestei științe, fie datorită insuficiențelor progrese într-o anumită direcție, fie datorită unor limitări inerente viziunii structurale și care se dezvoltă singure atunci cînd se încearcă o cuprindere cît mai largă asupra structuralului; b) din exteriorul acestei științe, presupunînd că ea poate fi depășită printr-o știință structural-fenomenologică.

Limitele științei structurale

10. Știința structurală nu poate înțelege și explica natura substanței din univers și în general a materiei; de asemenea nu poate explica natura viului și a minții cu toate consecințele care decurg de aici pentru înțelegerea omului și a vieții sociale.

11. Fizica structurală, la limitele ei, duce la paradoxurile lui Wheeler:

— ireconciliabilitatea fizică dintre discontinuu și continuu, primul putînd fi susținut ca realitate „obiectivă” deși continuul intervine în viața de toate zilele;

— structurii nu-i rămîne decît să provină din nimic (austeritate) contra oricărui principiu al cauzalității la care știința nu poate renunța;

— spațiu — timpul nu mai are sens sub o anumită dimensiune minimă; ca și cum ar ieși singur din cadrul fizicii care se bazează pe el;

Constatînd paradoxurile de mai sus care pun în mare dificultate știința structurală, J. A. Wheeler se întreabă ce se găsește totuși în spatele lor: informația, observatorul, sau austeritatea?

12. Orice structură este formală. Orice sistem este formal. Gödel a demonstrat, iar Chaitin a redemonstrat, că nici un sistem formal nu poate fi complet, închis, că el conține propoziții despre care nu se poate spune dacă sînt adevărate sau false. Pe plan logic, structura pe care o prezintă un sistem formal de o anumită

* Institutul Politehnic — București.

complexitate este inconsistentă, ca și cum structura logică sau matematică își pierde puterea de a se explica complet pe sine.

Dar și un univers *fizic* este un sistem formal. Aplicându-i teorema lui Gödel, ca oricărui sistem formal complex, rezultă că universul structural este inconsistent, indecidabil, deci imposibil de cunoscut prin știința structurală, desigur dincolo de anumite limite, exact ca și în cazul sistemelor formale.

13. Argumente ca cele de mai înainte duc, din interiorul științei structurale, la autolimitarea acesteia. Știința structurală se poate desfășura pînă la anumite limite dincolo de care ea nu mai poate servi. Din ce cauză? Pot fi întrevăzute două explicații posibile: a) lumea nu poate fi cunoscută în esența ei, limitele științei structurale fiind limitele științei în general; b) lumea nu se rezumă numai la structuri, realitatea conținând și procese de altă natură.

14. *Insuficiența cunoașterii structurale* poate fi considerată ca un principiu fundamental al științei în general. Știința structurală este inerent limitată.

15. Principiul insuficienței cunoașterii structurale este valabil privit nu numai din interiorul științei structurale, ci și din exteriorul ei dacă se admite un nou model al lumii, depășind viziunea structurală cum ar fi, spre exemplu, modelul ortofizic. Acesta din urmă sugerează o *știință structural-fenomenologică* în raport cu care știința structurală rămîne evident insuficientă.

16. Argumente în favoarea depășirii viziunii structurale pot fi găsite în întreaga istorie a filosofiei, într-o anumită măsură în științele comportamentului uman și social, apoi în viziunea filosofică asupra științei a lui David Bohm și într-o serie de lucrări ale autorului.

17. Cele mai multe probleme ale științei structurale, în interiorul ei, sînt astăzi cele ale *complexității*. Cazurile simple cu un număr mic de variabile sau componente sînt de domeniul trecutului. Cazurile cu un număr mare de componente complet dezorganizate reprezintă situații fericite tratabile prin metode statistice. Cazurile reale rămase științei contemporane conțin un număr mare de variabile și o organizare care trebuie decelată sau construită. Acestea sînt cazurile cu adevărat complexe, numite de W. Weaver, ale complexității organizate. Ele vor putea fi tratate numai prin computere, prin teoria informației algoritmice, teoria fractalilor și altele care vor fi create, prin inteligența artificială, dar toate vor întîlni problema complexității calculului. Acestea aduc noi limite structurale care depind de puterea de calcul și de timpul de calcul acceptabil, care fac ca unele probleme, deși rezolvabile în principiu, să fie netratabile.

Înainte de limita nesolvabilității de principiu, se va întîlni limita netratabității, numai o clasă mai restrînsă de probleme rămînînd a fi tratabile.

Limitele tehnologiei structurale

18. Vom presupune o frontieră între tehnologia structurală și tehnologia structural-fenomenologică, deși și tehnologia structurală poate produce efecte fenomenologice asupra omului și organismelor. Frontiera presupusă se referă la limita dintre neutilizarea sau utilizarea tehnologică a proceselor fenomenologice. În diagrama funcțiune-structură a electronicii funcționale (fig. 1) frontiera amintită se plasează în dome-

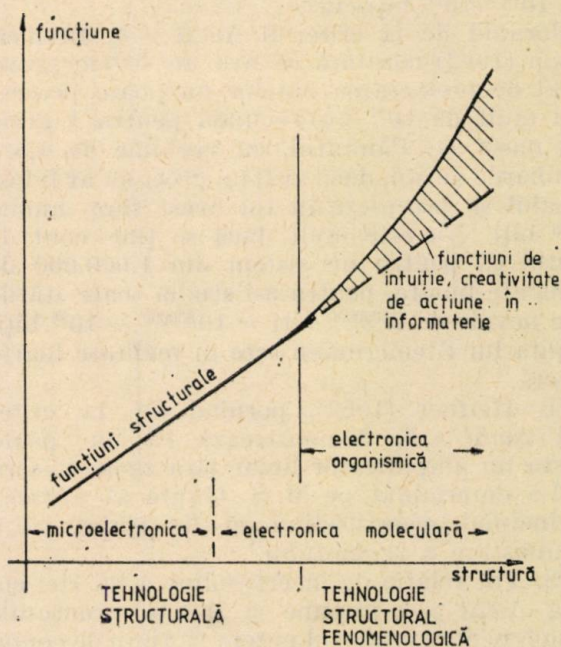


Fig. 1

Diagrama funcțiune-structură a electronicii moleculare.

niul electronicii moleculare, odată cu apariția previzibilă a unor dispozitive vii (electronica organică) care vor oferi și posibilitatea unor tipuri noi de funcțiuni, de neobținut prin tehnologia structurală.

19. Limitele tehnologiei structurale privite din exteriorul frontierei fenomenologice sînt impuse de natura materiei vii și de lipsa sensurilor fenomenologice ca elemente în organizările de tip sistemic.

20. Omul nu poate dispune de o tehnologie strict fenomenologică. Numai natura profundă neîncorsetată de structuri se poate desfășura pur fenomenologic. Faptul că tehnologia nu poate depăși structural-fenomenologicul pare să constituie o limită absolută a tehnologiei, dar nu și a cunoașterii.

21. Limitele tehnologiei structurale privite din interiorul ei sînt determinate de legile fundamentale ale fizicii structurale (de mecanica cuantică, teoria relativității și termodinamică), precum și de limite ale materialelor și elementelor structurale folosite, în fine de limite impuse de utilajele și procesele tehnologice care pot acționa la nivel micrometric, nanometric sau chiar atomic.

22. Cele mai acute limite cuantice rezultă din relațiile de incertitudine ale lui Heisenberg.

Pornind de la criteriul $\Delta \times \Delta p \geq \hbar$, George L. Haller (1962) constată că într-un cm^3 de substanță nu pot fi memorati mai mult de 10^{14} biți, dar privind substanța la nivel molecular s-ar putea ca evaluarea să ducă la o valoare cu cîteva ordine de mărime mai mare, să spunem de 10^{16} – 10^{17} biți/ cm^3 .

Pornind de la criteriul $\Delta w \Delta t \geq \hbar$, Bremermann (1962) constată că nici un sistem structural de prelucrarea datelor nu poate procesa mai mult de 10^{47} biți/secundă pentru 1 gram din masa sa. Pămîntul, cu vechime de 4,5–5 miliarde de ani, dacă ar fi un procesor ar fi fost capabil să proceseze în tot acest timp numai 10^{93} biți. Nu este mult dacă se ține cont de faptul că pentru un sistem din 1.000.000 de elemente binare, pentru a-i studia toate stările este nevoie de $2^{1000000}$ biți = $10^{300000} > 10^{93}$ biți. Limita lui Bremermann este în realitate foarte severă.

H. Heffner (1962), pornind de la criteriul $\Delta w \Delta t \geq \hbar$, demonstrează că nu poate exista un amplificator liniar fără zgomot, ceea ce l-a determinat pe M. S. Gupta să afirme: „principiul incertitudinii să fie tratat ca o manifestare a zgomotului”.

23. Tot relația de incertitudine a lui Heisenberg $\Delta w \Delta t \geq \hbar$ impune și limita structurală ultimă pentru produsul putere $\times$ timp de comutare pe bit. Acest produs $P \times \tau \geq \hbar/\tau$, care rezultă ușor din relația lui Heisenberg, unde P este puterea și τ timpul de comutare, nu este constant, dispozitivele de astăzi fiind foarte departe de el (la un dispozitiv semiconductor $P \times \tau = \text{constant}$) și chiar departe de o limită „termică” mai puțin severă decît cea cuantică.

Rezoluția procedeelor litografice în micro-electronică este de asemenea afectată de criteriul $\Delta \times \Delta p \geq \hbar$.

24. Tehnologia structurală se bazează pe ansambluri structurale. În orice ansamblu inter-

vin efecte statistice, termodinamice, care introduc noi limitări. Acestea depind însă de temperatura ansamblului. Cu cît timpii de întîrziere trebuie să fie mai reduși, cu atît puterile disipate sînt mai mari și temperatura ansamblului mai ridicată. Atunci puterea disipată este limitată sus, ceea ce limitează jos timpul de întîrziere.

Circuitele din siliciu pot disipa în cele mai bune condiții de răcire 10–20 W/ cm^2 , limită foarte severă. O străpungere tehnologică aduce însă această limită spre 1000 W/ cm^2 . S-a reușit să se obțină o tehnologie de perforare de micro-canale în substratul de siliciu al circuitului prin care să curgă laminar, spre exemplu apă, asigurîndu-se o răcire care face ca limitele termice convenționale să fie spulberate, să nu mai constituie o problemă.

În schimb, încep să iasă în evidență întîrzierile produse de viteza de propagare a semnelor, limitată de viteza maximă a undelor electromagnetice în univers.

25. După tehnologia micrometrică și sub-micrometrică din ultimul deceniu al acestui secol se tinde către o tehnologie nanometrică, adică spre stăpînirea tehnologică a unor dimensiuni de ordinul virusurilor (10–100 nm, bacteria avînd ~ 1000 nm = 1 μm) și chiar a unor macromolecule mai mici (~ 1 nm). Cu ajutorul mașinii microscop cu efect tunel se vor putea „opera” molecule, scoțîndu-le și schimbîndu-le cîte un atom (0.1–1 nm).

Cum putem să ne plîngem atunci de limitele tehnologiei structurale?

26. Problema este alta. Partea structurală a tehnologiei trebuie să înainteze pînă la limitele ei cele mai avansate posibil. Nu numai în privința dimensiunii, timpului și energiei, ci mai ales în aceea a stăpînirii complexității, ceea ce va fi posibil, pînă la anumite limite (poate cele mai serioase în cele din urmă) prin metode informatice (adică informaționale structurale). Dar tot se va ajunge la limita fenomenologicului. Cum va fi atunci tehnologia structural-fenomenologică?

Bibliografie

- [1] Drăgănescu, M.: *Nousul materiei*, București, Editura Academiei Române, în editare.
- [2] Drăgănescu, M., Ștefan Gh., Burileanu C.: *Electronica funcțională*, București, — Editura Tehnică, în pregătire.

La înălțimea trecerii dintre milenii

*(lucrare prezentată cu prilejul aniversării a 60 de ani de viață
a academicianului Mihai Drăgănescu)*

Ing. LUCIAN GĂLĂȚEANU* — BUCUREȘTI

Vorbindu-ne astăzi despre limitele științei și tehnologiei structurale, academicianul Mihai Drăgănescu ne prefigurează de fapt drumul pînă la atingerea acestor limite care se anunță a fi încă lung și cu rezultate dintre cele mai spectaculoase, avînd de oferit, în continuare, impacturi revoluționare asupra omului și societății. Cu mult mai mult decît atît, academicianul Mihai Drăgănescu ne clădește, cu puterea creației și îndrăzneala spiritului său, drumul de dincolo de aceste limite, un drum marcat de o neliniaritate pe o curbă ce reprezintă însuși progresul revoluționar în știință și tehnologie.

La aniversarea a 60 de ani ai academicianului Mihai Drăgănescu, vedem în această perspectivă pe care domnia sa o deschide gîndirii umane, o continuare a drumurilor sale de pionierat și de creație.

Elaborarea primelor volume de sinteză în domeniul dispozitivelor semiconductoare, înființarea și conducerea Centrului de Cercetare pentru Componente Electronice, activitatea tehnică și de decizie pentru introducerea fabricației de circuite integrate și calculatoare electronice în economia națională și pregătirea de cadre îl definesc pe academicianul Mihai Drăgănescu ca fondator al școlii românești de știință și tehnologie a dispozitivelor semiconductoare. Volumul „Procese electronice în dispozitive semiconductoare” (1962), prima lucrare de sinteză în acest domeniu din estul Europei este, pentru mulți dintre noi, nu numai o primă lucrare de referință ci și o lucrare de suflet, ea avînd un rol determinant în formarea primelor generații de doctoranzi în dispozitive semiconductoare și a multor generații de ingineri. Prin alăturarea în 1972 a volumului „Electronica corpului solid”, academicianul Mihai Drăgănescu introduce noțiunile fundamentale de fizică la teoria dispozitivelor semiconductoare, aduce fizica corpului solid în rîndul disciplinelor de bază ingineresti și fundamentează un domeniu, acela al științei și tehnologiei materialelor și dispozitivelor care stau la baza microelectronicii moderne.

Pe planul informaticii românești, academicianul Mihai Drăgănescu este un același deschizător de drumuri. Elaborarea și conducerea activităților privind îndeplinirea primului program de informatizare a economiei naționale (1965—1971) este continuată cu activitatea de conducere a Institutului Central de Informatică și a centrelor teritoriale de calcul electronic din județele țării (1976—1985). Activitatea științifică originală — o teorie nouă a informației, contribuții personale referitoare la economia informației — este însoțită, responsabil, de numeroase scrieri care militează pentru informatizare, clarificînd fațetele acestui concept și evidențiînd consecințele acesteia asupra societății.

Îndrumarea activității de cercetare științifică în domeniul informaticii către direcțiile noi ale inteligenței artificiale, roboticii și informaticii industriale se înscrie la convergența cu activitatea desfășurată în domeniul teoriei revoluției științifice și tehnice contemporane. Președinte al Academiei Române academicianul Mihai Drăgănescu conduce numeroase sesiuni științifice asupra celor mai noi probleme ridicate de știință și tehnologie și contribuie în volumele sale la fundamentarea teoretică a celei de-a doua revoluții industriale în care, electronica, informatica și robotica, avînd ca substrat tehnologic microelectronica, realizează mijloace de producție mecano-informațional-electronice ale căror posibilități funcționale și de productivitate determină un impact economico-social asupra societății la nivelul unei revoluții industriale.

Spirit de excepție, dispunînd de o greu comparabilă stăpînire a întreg registrului științelor, academicianul Mihai Drăgănescu realizează o viziune filozofică a întregului fiind creatorul unui model ontologic original — modelul ortofizic al lumii — bazat pe ideea unei materii profunde care este și substrat al unor informații fenomenologice (informateria). Conceptul continuului materiei profunde are puterea de a elimina stranietățile fenomenului cuantic. Un număr minim de principii primare în materia profundă sînt suficiente pentru a determina prin fluctuație fizică întimplătoare ortosensurile unor universuri care se manifestă cuantic,

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

informația fenomenologică din materia profundă putînd determina structuri și legi diferite pentru universuri diferite. De asemenea, natura viului și a conștiinței își găsește explicația în sensurile fenomenologice ale materiei profunde care intervin permanent în organizarea materiei, în sensurile mentale și ale conștiinței. În sfîrșit, dacă informația pune materia în mișcare și o conduce la spirit, inelul lumii materiale al academicianului Mihai Drăgănescu se închide cu posibila acțiune a conștiinței asupra materiei profunde care se va realiza atunci cînd conștiința va ști să creeze dispozitive cu anumite fenomene de viață, va ști să creeze universuri cu legi de bază predeterminate, adică atunci cînd va ști să fie „conștiința materiei însăși... a existenței”.

Puterea de revoluționare asupra gîndirii filozofice umane pe care o are modelul ontologic propus de academicianul Mihai Drăgănescu este sugerată de însăși remarcarea autorului: „Toate filosofii au o rațiune în lumina modelului inelului lumii materiale”. Modelul ortofizic al lumii este acela care permite dezvoltarea științelor structural-fenomenologice, cunoașterea fenomenologică a lumii eliminînd paradoxurile care frămîntă omenirea aflată sub limitele științei structurale. Datorăm filozofiei academicianului Mihai Drăgănescu o remarcabilă fundamentare a unității lumii, spulberarea barierei dintre viu și neviu, dintre materie și spirit fiind bazată pe ideea inseparabilității dintre materie, informație și conștiința vie. Conștiința vie care se opunea lumii știe acum să se identifice cu ea; expresie a unei introdeshideri în materia profundă ea face racordul cu însăși geneza universurilor. Iar dacă academicianul Mihai Drăgănescu ne arată că trăim într-o lume în care neformalul nu mai poate fi neglijat, în care fenomenologicul primează asupra sistemului și a structurii, în care științele omului, fizica vieții au un fel de primat asupra științelor naturii, cele dintii fiind singura cale deschisă de acces către lumea fenomenologică, este pentru a ne învăța cum să transformăm o astfel de lume.

Primul dintre noi, academicianul Mihai Drăgănescu pornește deja pe acest drum atunci cînd așa cum singur se exprimă, „defrișează terenul în vederea constituirii unei electronici funcționale”. Reexaminarea problemelor fundamentale ale electronicii, plasate la încrucișarea cu problemele fundamentale ale întregii științe îl conduce pe academicianul Mihai Drăgănescu la un nou corp de principii teoretice care fundamentează o electronică și o tehnologie funcționale bazate pe modelarea realității formal-neformale.

Cum viața este un proces care se desfășoară prin funcțiuni și cum nimic nu este mai presus de viață pentru om, atunci abordarea funcțională a tehnologiei și implicit a electronicii este primordială. Realizarea de funcțiuni noi, în efortul tehnologiei funcționale de a se apropia de viață, solicită noi mijloace care vor ajunge, urmare a cerințelor de compactitate și economie, la structuri în esență vii. Ingineria arhemică și tehnologia substanței vii ridică problema legăturii dintre formal și neformal drept problemă fundamentală a științei, a ingineriei și a practicii tehnologice. Găsind soluția unei scrieri simbolice și a unor raționamente simbolice, academicianul Mihai Drăgănescu realizează o modelare a proceselor formal-neformale, structural-fenomenologice și extinde tratarea problemelor fundamentale ale electronicii pentru a face față aspectelor ridicate de dispozitive care pot fi vii.

„Calculul simbolic” referitoare la aspectele neformale ale realității înscriu electronica funcțională într-o legitate tendențială de dezvoltare a cărei reprezentare sintetică și sugestivă este diagrama funcțiune-structură care ne-a fost prezentată astăzi. Avem, cu această diagramă, un fundament legic al drumului progresului științei și tehnologiei, rezultat din unirea cerințelor asupra funcțiunii cu deschiderea uriașă a gîndirii umane oferită de modelul ortofizic al lumii. Funcțiunea fiind în același timp o determinantă și un rezultat al dezvoltării, impune științei și tehnologiei abordarea neformalului și a fenomenologicului pentru transformarea materiei însăși prin intervenția în informaterie. Academicianul Mihai Drăgănescu identifică în acest fel aspectul legic al progresului omenirii către o conștiință capabilă să transforme materia profundă și însăși existența. Așadar posibila închidere a inelului lumii materiale ne apare ca o legitate, transformările înnoitoare revoluționare ale lumii materiale rezultate din gîndirea filozofică ale omului de știință Mihai Drăgănescu capătă o perspectivă dintre cele mai înalte pe care ne permitem să o apreciem a fi la înălțimea trecerii dintre milenii.

Dorim, la aniversarea a 60 de ani, să urăm academicianului Mihai Drăgănescu, multă sănătate și putere de muncă pentru a adăuga și alte simboluri de referință la șirul celor care pot fi considerate definitorii: circuitul integrat românesc, calculatorul electronic românesc, rețeaua de informatizare a economiei naționale, inelul lumii materiale, diagrama funcțiune-structură. De asemenea, îi adresăm din inimă, cu dragostea și considerația celor care au învățat din gîndirea domniei sale, tradiționala urare: La mulți ani!

Un nou proces de realizare a diodelor de referință de tensiune termocompensate

ADRIAN VERON, MĂDĂLINA OHANESIAN* — BUCUREȘTI

Introdúcere

Referințe de tensiune compensate termic pot fi obținute prin inserierea unei diode Zener cu una sau mai multe joncțiuni pn polarizate direct, astfel încât să se minimizeze coeficientul de temperatură al tensiunii de referință [1]. Condiția critică de funcționare a unei structuri de acest tip este o bună cuplare termică între joncțiuni. În lucrare este prezentat un procedeu de fabricare a unei referințe de tensiune performante prin integrarea verticală pe aceeași față a unui singur cip a unei diode Zener de 5,6 V în serie cu o joncțiune pn polarizată direct [2].

1. Structura dispozitivului

Sînt cunoscute diferite variante de cuplare electrică și termică a joncțiunii Zener cu joncțiunea polarizată direct (fig. 1): (a) montarea

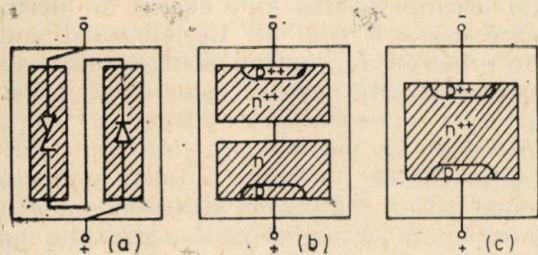


Fig. 1. Variante de realizare a diodelor referință de tensiune termocompensate.

intr-o nouă capsulă a două diode discrete selectate în scopul compensării coeficienților de temperatură; (b) montarea în aceeași capsulă a două cipuri distincte realizate și testate separat [3]; (c) implementarea celor două joncțiuni pe fețele opuse ale unei structuri semiconductoare unice. Primele două variante prezintă dezavantajul unui cuplaj termic slab și nereproductibil, iar ultima necesită un proces tehnologic complicat. Dispozitivul propus în lucrare (fig. 2) înlătură aceste dezavantaje prin realizarea celor două joncțiuni pe aceeași față a unui singur cip utilizând procese standard specifice *CI* bipolare. Elementul principal al structurii este constituit dintr-un strat îngropat n^{++} , obținut prin difuzia Sb în plachete epi

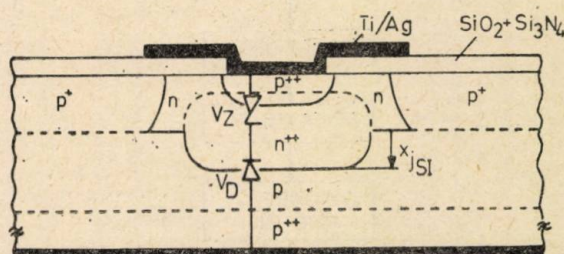


Fig. 2. Secțiune schematică prin structura semiconductoră propusă.

p/p^+ . Acesta formează cu substratul joncțiunea pn polarizată direct, iar cu o difuzie superficială p^{++} joncțiunea Zener de 5,6 V. Un strat epi n subțire asigură străpungerea în volum a joncțiunii Zener. Zona activă a dispozitivului este delimitată printr-o difuzie de izolare p^+ .

2. Procesul tehnologic

Principalele etape ale realizării structurii semiconductoare sînt indicate în figura 3. Stratul p de rezistivitate 10–12 ohmcm și grosime 15–16 μm este crescut pe plachete p^{++} de orientare (111) și diametrul de 76 mm. Stratul îngropat obținut prin difuzia Sb din sursă „spin-on” la 1200°C în N_2/O_2 are o rezistență pe pătrat de 20–25 ohm. Stratul n de grosime 1,5–2 μm și rezistivitate 1–2 ohmcm este relativ ușor penetrat de difuzia de izolare efectuată la 1200°C în O_2 . Predifuzia de izolare și difuzia p^{++} sînt efectuate din plachete BN975 printr-un proces cu injecție de H_2 în două trepte 970/1050°C. Coeficientul de temperatură al tensiunii de referință este minimizat prin ajustarea profilelor de impurități ale stibiului și borului. Structura este pasivată cu Si_3N_4 depusă la 750°C prin reacția $\text{SiH}_4\text{—NH}_3$. Metalizarea Ti/Ag realizată prin depunere în vid și îngroșare electrochimică selectivă permite montarea diodei în capsula de sticlă DO 35.

3. Performante elettrice

Parametrii electrici semnificativi ai diodelor stabilizatoare de tensiune sînt: coeficientul de temperatură al tensiunii de referință (α_{VZ}) și rezistența dinamică (R_d) la curentul de lucru (I_Z). Acești parametri au fost determinați cu ajutorul unui sistem de testare în impulsuri

* Intreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băncasa.

asistat de calculator [4]. Măsurarea lui α_{VZ} a fost efectuată prin încălzirea diodei cu un impuls de putere și a fost etalonată prin imersarea diodelor într-o baie cu ulei menținută la 25°C,

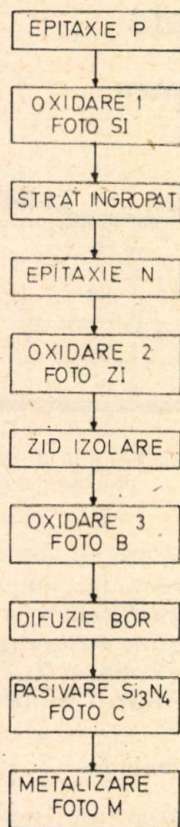


Fig. 3. Fluxul tehnologic de realizare a diodei referință de tensiune termocompensate.

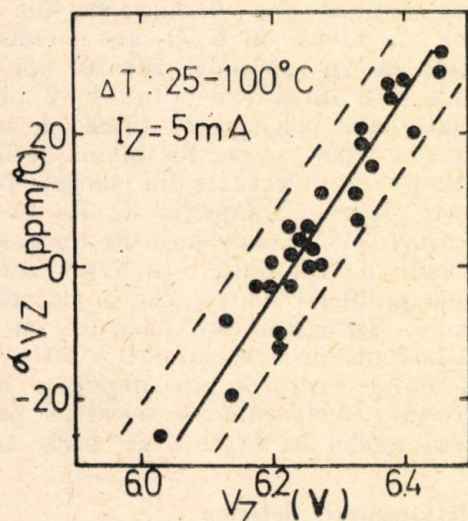


Fig. 4. Distribuția coeficientului de temperatură al tensiunii de referință.

respectiv 100°C. Se constată că α_{VZ} depinde practic liniar de tensiunea de referință V_Z (fig. 4), atingând o valoare minimă pentru tensiuni între 6,20–6,24 V. Pentru toate diodele

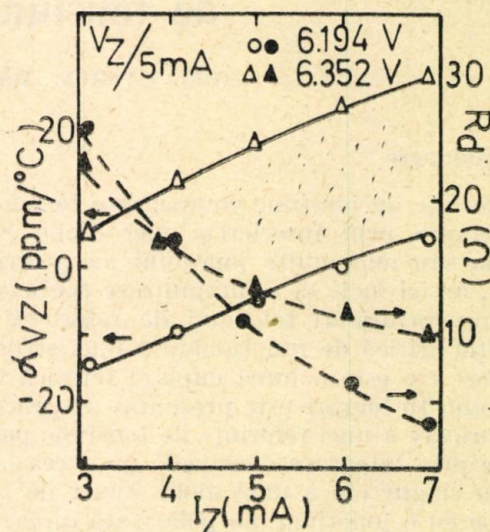


Fig. 5. Parametrii electrice ai diodei în funcție de curentul de lucru.

se observă o creștere monotonă a lui α_{VZ} cu I_Z . Pentru diodele cu $V_Z \leq 6,2\text{V}$, această dependență permite găsirea unui curent de lucru, I_Z la care $\alpha_{VZ} \approx 0$ (fig. 5). Rezistența dinamică scade rapid cu I_Z , putând atinge chiar valori negative datorită cuplării celor două joncțiuni printr-un efect de tranzistor parazit ($p^{++}/n^{++}/p$). Valoarea lui R_d poate fi ajustată prin mărirea distanței dintre joncțiuni (adîncirea stratului îngropat și/sau îngroșarea stratului epi n) sau prin rezistența serie adițională a stratului epi p .

4. Concluzii

Procesul propus permite realizarea unor referințe de tensiune relativ simple cu un coeficient redus de temperatură al tensiunii de referință și cu o rezistență dinamică foarte mică la curentul de lucru. Străpungerea Zener în volum asigură un zgomot redus și o bună stabilitate în timp a tensiunii de referință.

Bibliografie

- [1] Dolega, U.: Intermetall Application Note, Intermetall, 1970.
- [2] Veron, A. ș.a.: Brevet R.S.R. nr. 824/22.11.1988.
- [3] Bungărzanu, C., ș.a.: Lucrările CAS, p. 53, 1984.
- [4] Romașcanu, E.: Zener Test System, Sesiunea IPRS Băneasa, 1989.

Compensarea efectului de proximitate în litografia cu fascicul de electroni

OVIDIU POPA * — BUCUREȘTI

Introducere

Efectul de proximitate în litografia cu fascicul de electroni se referă la expunerea nedorită a electron-rezistului în regiunile adiacente celor adresate de mașină. Efectul acestor expuneri nedorite se manifestă printr-o dezvoltare neuniformă a geometriilor. Dacă dezvoltarea se continuă pînă la deschiderea tuturor geometriilor din rezist, atunci unele vor fi suprad dezvoltate, iar spațiile dintre ele vor fi reduse.

Scopul corecției efectului de proximitate este de a uniformiza efectul dezvoltării pentru toate geometriile expuse dintr-un pattern arbitrar. Această corecție se poate realiza fie prin ajustarea dimensională a geometriilor prin programe de postprocesare de lay-out, fie prin măsuri tehnologice (în principal ajustarea dozelor de expunere).

Prima abordare are avantajul de a rezolva problema frontal, dar programele necesare sînt deosebit de complexe, apărînd suplimentar și dificultatea principală de neunicitate a soluțiilor de corecție [1], ceea ce face imposibilă automatizarea completă a procedurilor.

A doua abordare are dezavantajul de a fi intim legată de posibilitățile echipamentului de expunere. Pe de altă parte, aceste metode, deși mai simple, nu pot oferi o compensare exactă.

1. Evaluarea cantitativă a efectului de proximitate

Problema centrală a evaluării efectului de proximitate o constituie determinarea parametrilor funcției de proximitate. Această funcție este proporțională cu doza cu care este expus rezistul la distanța r față de punctul adresat de mașină. Ținînd seama de împrăștierea și reflexia electronilor pe țintă, calculele arată [2] [3] că funcția de proximitate poate fi considerată ca o suprapunere de două funcții Gauss :

$$f(r) = k \exp\left[-r^2/\sigma_i^2\right] + \alpha \sigma_i^2/\sigma_r^2 \exp\left[-r^2/\sigma_r^2\right], \quad (1)$$

unde k este o constantă, σ_i este dispersia electronilor din fasciculul incident, σ_r dispersia

electronilor din fasciculul reflectat, α un coeficient care modelează interacțiunea dintre cele două fenomene, iar r este distanța curentă ($r > 1/2$ pentru o mașină cu fascicul formatat, unde l este dimensiunea ștampei pe direcția $\vec{r}$).

Valorile σ_i , σ_r trebuie deduse experimental, fiind dependente în principal de tipul și grosimea electronorezistului folosit, ca și de parametrii fasciculului.

Odată precizată funcția de proximitate, mărirea efectului de proximitate poate fi evaluată prin [4] :

$$\varepsilon(r) = \sum_{i=1}^m \int_{A_i} f(r_{ij}) dA_i, \quad r_{ij} = |\vec{r}_i - \vec{r}_j|, \quad (2)$$

pentru un pattern compus din m geometrii elementare (ștampe).

Un criteriu de minimizare a efectului de proximitate este [5] calculul lui $\varepsilon(r)$ pentru fiecare geometrie din pattern (în funcție de dimensiunile sale și cu o funcție de proximitate cunoscută) și impunerea valorii :

$$\varepsilon_0 = \sum_{i=1}^m \int_{A_i} \int_{A_j} f(r_{ij}) dA_j dA_i / A_i, \quad (3)$$

ceea ce este practic echivalent cu a expune fiecare șampilă cu o altă doză. În aceste condiții (2) și (3) reprezintă un sistem de m ecuații cu m necunoscute, cu soluție unică.

Instalația ZBA 20 permite expunerea în opt trepte de doză ceea ce impune sortarea șampilelor în opt clase, după dimensiuni. Pe de altă parte, fenomenele de interproximitate nu pot fi corectate în acest fel.

2. Procedura experimentală

O primă problemă a fost determinarea parametrilor funcției de proximitate. Pentru aceasta a fost folosită o metodă descrisă în [6] și care constă în măsurarea profilului de rezist în ferestre expuse cu diverse doze și dezvoltate standard. Măsurătorile au fost efectuate cu un profilometru Alphastep. În aceste condiții, s-au obținut pentru rezistul tip PM de 0,3 μm valorile $\sigma_i = 0,08 \mu\text{m}$, $\sigma_r = 1,6 \mu\text{m}$, $\alpha = 0,4$, în bună concordanță cu cele date în [7] pentru PMMA de 0,35 μm .

* Întreprinderea Microelectronica.

Pentru evaluarea efectelor de proximitate și a compensărilor introduse, o problemă critică a fost lipsa unui echipament de măsurare a dimensiunilor în gama $0,2-2 \mu\text{m}$, unde efectele sînt importante. Pentru rezolvarea acestei probleme, plăcile de crom expuse cu mira de control ZBA 20 [8], conținînd linii în gama $0,2-5 \mu\text{m}$ au fost corodate, rezistul îndepărtat în plasma de oxigen și apoi reintroduse în instalație, unde dimensiunile ferestrelor din crom au fost evaluate prin monitorizarea electronilor reflectați pe marginea ferestrelor (contrast de material). Eroarea relativă este de circa $0,014 \mu\text{m}$ (egală cu precizia de deplasare a mesei). Întrucît corodarea laterală a cromului nu este cunoscută, rezultatele sînt prezentate normat.

3. Rezultate obținute și discuții

În figura 1 este dată curba teoretică de expunere pentru compensarea efectului de proximitate (la $E = 20 \text{ KeV}$), cu procesul descris

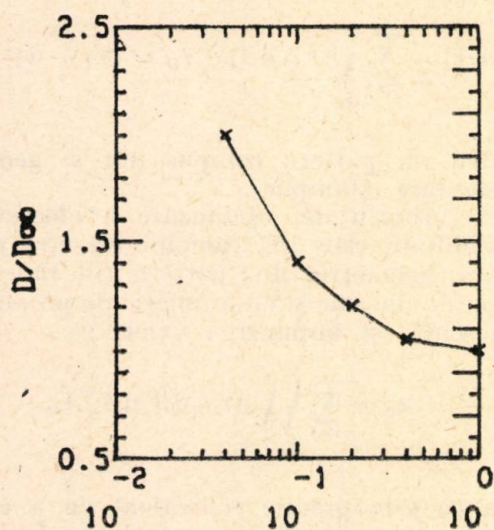


Fig. 1. Curba teoretică de expunere ($E = 20 \text{ KeV}$, electronorezist tip PM, cu procesul descris în [8]).

în [8]. Se observă că doza pentru deschiderea liniei minime este de circa două ori mai mare decît doza pentru deschiderea liniilor mari.

Dimensiunile liniilor cu și fără compensare sînt prezentate în figura 2 (L_{00} este lățimea minimă a liniei ce se dezvoltă corect la doza D_{00} iar L_d este lățimea proiectată). Metoda descrisă duce la o ușoară supracompensare, lucru explicabil prin neglijarea efectelor de interproximitate [5] ca și presupunerea făcută că funcția de proximitate $f(r)$ nu variază pe grosimea rezistului.

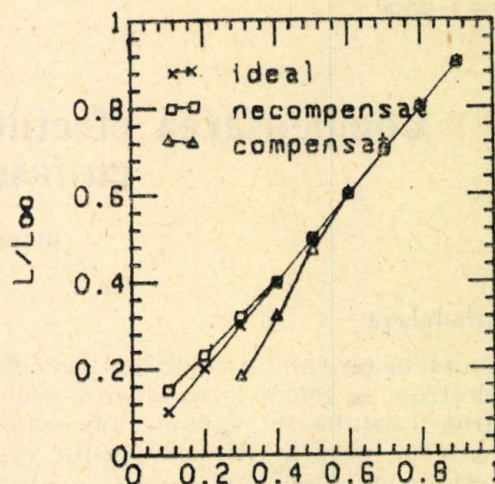


Fig. 2. Variația liniilor expuse, cu și fără compensare

($E = 20 \text{ KeV}$ electronorezist tip PM, cu procesul descris în [8]).

Un efect benefic suplimentar, observat în timpul experimentărilor, a tehnicii de compensare prezentate, este o scădere a sensibilității la condițiile de dezvoltare, prin creșterea și uniformizarea pantei ferestrelor de rezist. De asemenea controlul dimensional pe mască a fost foarte bun ($\pm 1,8\%$ măsurat în 25 de puncte).

4. Concluzii

Deși nu permite corecția de interproximitate, aplicarea metodei descrise în lucrare permite extinderea performanțelor de expunere cu instalația ZBA 20 în domeniu submicronic. Modelul teoretic folosit este validat experimental. Sînt necesare experimente suplimentare pentru determinarea parametrilor funcției de proximitate pentru diferite grosimi de rezist și diferite tipuri de substrate, în scopul extinderii aplicabilității acestei tehnici.

Bibliografie

- [1] Parikh, M. J.: Appl. Phys., 51, 705 (1980).
- [2] Greeneich, S. J.: ș.a.: IEEE Trans. Electron Devices ED-19, 635 (1972).
- [3] Hawryhik R. J. ș.a.: J. Appl. Phys., 462528 (1975).
- [4] Parikh, M.: IBM J. Res. Dev., 24, 438 (1980).
- [5] Parikh, M.: J. Appl. Phys., 50, 4371 (1979).
- [6] Chang, T.H.: P. J. Vac. Sci. Technol., 12, 1271 (1975).
- [7] Parikh, M. ș.a. J. Appl. Phys., 50, 1104 (1979).
- [8] Popa, O.: Conferința Anuală de Semiconductoare 111 (1988).

CZ 534.8: 621.317.3

ZGOMOT
MICROSCOPIE ELECTRONICĂ
DISLOCAȚII

Investigații prin microscopie de baleiaj și de transmisie asupra defectelor cristalografice care afectează zgomotul tranzistorului bipolar

MIHAI MIHĂILĂ*, H. BLUMTRITT **, R. GLEICHMANN **, ADRIAN VERON ***,
MĂDĂLINA OHANESIAN ***, VASILE POSTOLACHE **** — BUCUREȘTI

Introducere

La concentrații mari, fosforul difuzat pentru realizarea emitorului (tranzistor bipolar, *npn*) generează dislocații atât în interiorul cit și la marginea acestuia. Aceste defecte cristalografice sînt nedorite, deoarece constituie, printre altele, surse de zgomot *g-r* (generare-recombinare), $1/f$ și de explozie [1]. Singura metodă folosită pînă acum de a stabili natura defectelor care acționează ca sursă de zgomot a fost corodarea chimică selectivă [2], [3]. Metoda are însă două mari dezavantaje: a) — oferă doar imaginea defectelor de la sau care emerg la suprafață și b) — nu oferă nici o informație despre activitatea electrică a defectelor. Ambele dezavantaje pot fi eliminate prin folosirea unor metode de microscopie electronică de baleiaj și de transmisie (SEM, TEM). Utilizînd astfel de tehnici, s-a investigat natura defectelor din emitorul tranzistorului bipolar care afectează nivelul de zgomot al acestui dispozitiv. Scopul acestei lucrări este de a prezenta cîteva din rezultatele obținute pînă acum.

1. Descrierea experimentului

Pentru investigații TEM sînt necesare probe de arie mai mare decît aria unei simple structuri de tranzistor. Din acest motiv, s-a realizat o mască cu un pas de 4 mm, aria tranzistorului fiind de aprox. $1 \times 1 \text{ mm}^2$. Tranzistoarele au fost realizate prin procedee tehnologice convenționale. În final, au fost decupate structuri de $4 \times 4 \text{ mm}^2$, fiecare conținînd un singur tranzistor. După încapsulare, performanțele de zgomot ale tranzistoarelor au fost evaluate prin măsurarea densității spectrale a generatorului de curent echivalent de zgomot la intrare ($\bar{i}_n^2$), la un curent $I_C = 30 \text{ } \mu\text{A}$. După decapsulare, structurile au fost investigate SEM/EBIC la energii ale fascicolului de $5 \div 25 \text{ keV}$. Structu-

rile au fost apoi subțiate corespunzător și investigate prin transmisie cu ajutorul unui microscop de tensiune înaltă (1 MV).

2. Rezultate experimentale. Concluzii

Spectrele de zgomot ale tranzistoarelor selecționate pentru investigații prin microscopie electronică sînt prezentate în figura 1. Valorile densității spectrale de zgomot sînt împrăștiate

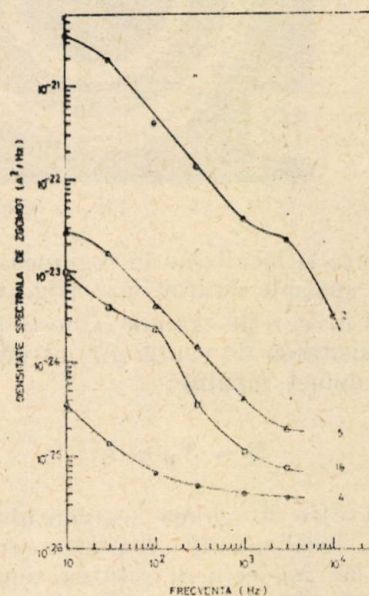


Fig. 1. Spectrele de zgomot al tranzistoarelor investigate SEM/TEM.

pe patru ordine de mărime. Prin observații SEM-EBIC s-a pus în evidență o rețea de dislocații induse de fosfor în aria emitorului, localizată la o distanță $d < 1,5 \text{ } \mu\text{m}$ de la suprafață și de densitate $\sim 10^2/\text{cm}^2$. Se poate observa din figura 2 că între tranzistoare cu nivele diferite de zgomot (2 și 4) nu există diferențe semnificative în ceea ce privește densitatea acestor dislocații, deci, deși active electric, aceste defecte nu afectează zgomotul tranzistorului bipolar. Cu ajutorul metodei EBIC, s-au făcut observații asupra punctelor („piercing points”) în care dislocațiile traversează regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază [4]

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

** I.F.E. — Halle R.D.G.

*** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

**** Întreprinderea — Microelectronica — București.

Deoarece numărul acestora nu diferă mult de la un tranzistor la altul ($20 \div 40$), nici în acest caz nu s-a putut stabili o corelație zgomot-defecte. Prin observații TEM, s-a pus în evidență o altă rețea de defecte, constituită din segmente lungi de dislocații, orientate paralel

dislocațiile traversează regiunea de sarcină spațială. Deși nu s-au făcut, în această fază, încercări de a corela forma spectrului cu tipul defectelor observate, putem asocia existența segmentelor de dislocații cu abaterile de spectru observabile în cazul tranzistorului 16 (fig. 1).

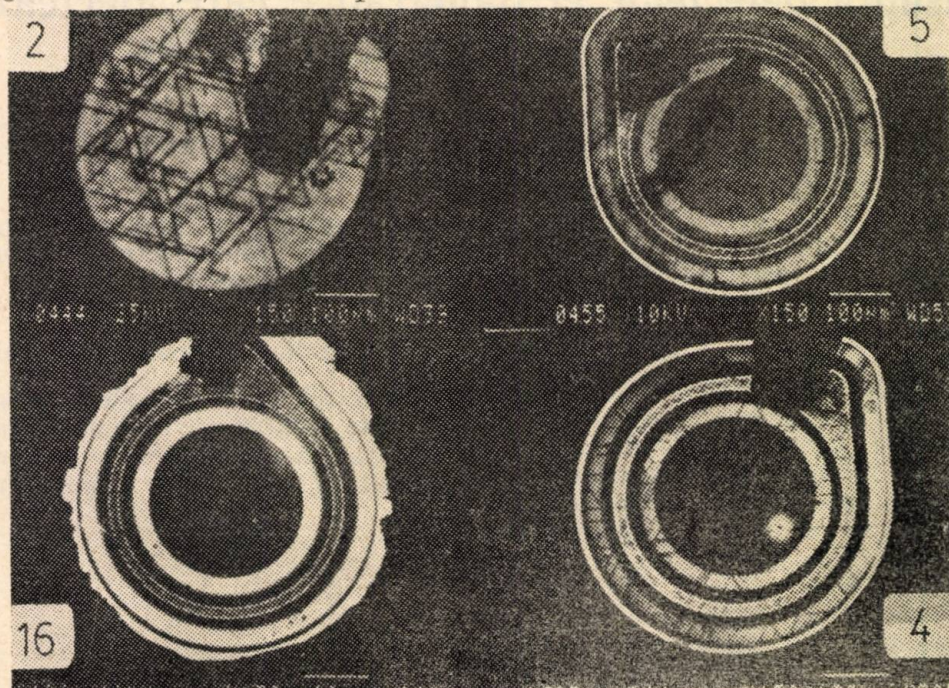


Fig. 2. Imagini SEM-EBIC ale emitorilor tranzistorilor.

cu suprafața și localizate în regiunea de volum a sarcinii spațiale emitor-bază (fig. 3). Presupunând că nivelul de zgomot ($\bar{i}_n^2$) este proporțional cu densitatea de centri $g-r$ introduși de un astfel de defect rezultă :

$$\bar{i}_n^2 \sim N_u \sim l, \quad (1)$$

în care l este lungimea segmentului(-lor) de dislocație localizat în regiunea de sarcină spațială, iar N_u este densitatea centrilor $g-r$. Considerind că pentru un tranzistor avem un număr maxim de 50 „piercing points” (pp), fiecare de lungime $100 \text{ \AA}$, rezultă că segmentul de dislocație ab (fig. 3), de aprox. $40 \text{ \mu m}$ lungime, introduce de $40/0,5 = 80$ de ori mai mult zgomot decât segmentele de tip „piercing point”. Acest rezultat este în bună concordanță cu rezultatele experimentale, dacă comparăm spectrul tranzistorului 16 cu cel al tranzistorului 4 (presupunind că acesta nu prezintă astfel de segmente de dislocații). Dislocațiile de tipul celor observate prin TEM emerg prin „cățărare” la suprafață, dând astfel naștere dislocațiilor care pot fi observate la marginea emitorului [2] prin corodare chimică selectivă. În figura 3, săgețile indică punctele în care

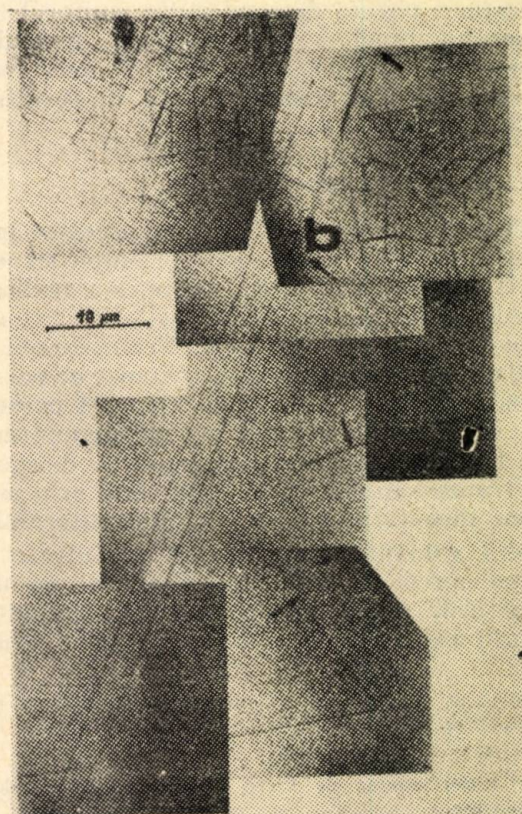


Fig. 3. Imaginea TEM a unei porțiuni din aria de emitor a tranzistorului 16.

Forma acestui spectru indică existența zgomotului de explozie datorat, probabil, unui număr mare și, mai ales, neuniform distribuit de centri $g-r$. Rezultatele noastre, cu caracter preliminar, arată că nu toate defectele cristalografice sînt surse de zgomot în tranzistorul bipolar. Plasamentul acestor defecte pare a fi mult mai important decît numărul lor.

Bibliografie

- [1] Mihăilă, M. Ambradiis, K.: A. van der Ziel, Solid-St. Electron, 27, 675, (1984).
- [2] Nishida, M.: IEEE Trans. ED-20, 221, 1978.
- [3] Stojadinovic, N.: Electron. Lett. 15, 340, 1979.
- [4] Heydenreich, I. Blumtritt, H. Gleichmann, R. Johansen, H.: Scaring Electron Microscopy I, SEM Inc., AMF O'Hare (Chicago), 352, 1981.

CZ 621.385:543

DIODE SCHOTTKY, DE PUTERE
OXID ÎN RAMPĂ CU UNGHİ MIC
MODELARE-EXPERIMENT

Diode Schottky de putere cu profil rampă de oxid (DSP-PRO)

GHEORGHE BREZEANU *, MARIAN BĂDILĂ **, PETRU ALEXANDRU DAN ***,
FLORIN MITU *, ELENA GOLU *** — BUCUREȘTI

Introducere

În lucrare se prezintă comportarea electrică a diodelor Schottky de putere (DSP) fabricate cu o tehnologie nouă. Pentru atenuarea efectelor de margine în locul inelului de gardă se procedează la corodarea în rampă a oxidului din jurul ferestrei de metalizare [1].

Tehnologia „clasică” cu inel de gardă are o serie de inconveniente (i) — necesită o etapă în plus pretențioasă și greu controlabilă, care supune plachetele unui tratament la peste 1000°C cu tot cortegiul de consecințe: redistribuția din substrat, impurificarea ferestrei de contact etc.; (ii) — limitează inferior grosimea stratului epitaxial la 3 μm (pentru ca pătrunderea să nu preceadă străpungerea dispozitivului), știut fiind că inelul este eficient la adîncimi de peste 1 μm ; (iii) — prezența inelului alterează performanțele de comutație ale dispozitivului.

1. Rezultate experimentale

S-au procesat cîteva loturi de DSP-PRO cu aria efectivă $A_s = l^2 = 10,18 \text{ mm}^2$. Rândamentele pe plachetă sînt comparabile cu cele specifice tehnologiei cu inel de gardă. Diodele selectate de pe plachetele cu $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ (doparea stratului epitaxial) au curentul mediu redresat, $I_{FAV} = 50 \text{ A}$ și tensiunea inversă maximă de lucru, $V_{RWM} = 25, 30$ și 35 V . De pe plachetele cu $N_D = 2 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ s-au încapsulat dispozitive care au $I_{FAV} = 10 \text{ A}$ și $V_{RWM} = 60, 70, 80$ și chiar 100 V .

* Institutul Politehnic — București.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

*** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

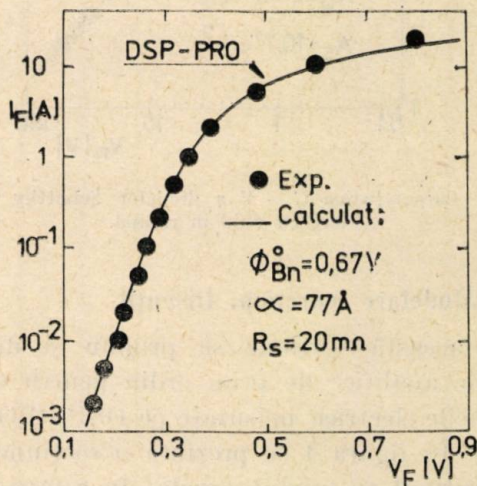


Fig. 1. Caracteristică directă a diodelor Schottky de putere cu oxid în rampă.

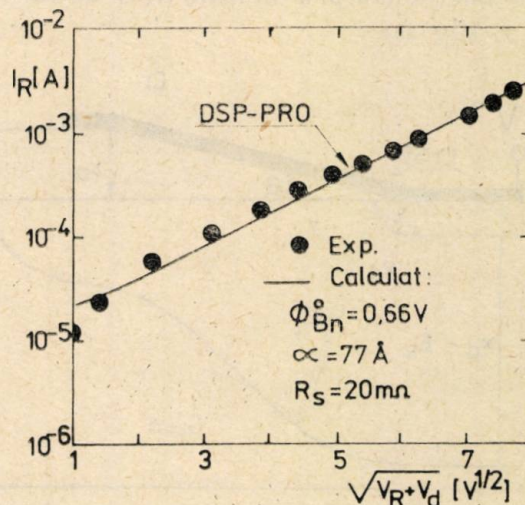


Fig. 2. Caracteristică inversă a diodelor Schottky de putere cu oxid în rampă.

Figurile 1—3 prezintă (reprezentare prin simboluri) caracteristicile electrice tipice obținute din măsurători pe 25 diode cu $V_{RWM} = 60$ V. Se constată că la $I_F = 10$ A tensiunea directă este mai mică decât 0,6 V (fig. 1) iar la $V_{RWM} = 60$ V curentul invers este mai mic decât 10 mA (fig. 2). Capacitatea totală a dispozitivului este de ordinul unităților de nF (fig. 3).

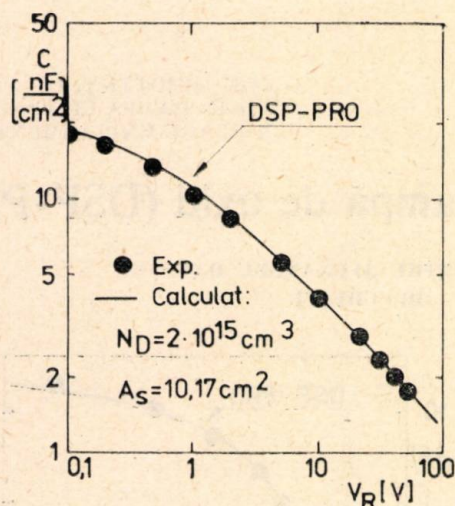


Fig. 3. Caracteristica $C - V$ a diodelor Schottky de putere cu oxid în rampă.

2. Modelare teoretică. Discuții

În această secțiune se propun și discută modele analitice de prim ordin pentru caracteristicile electrice măsurate pe DSP-PRO (fig. 1—3). În figura 4 se prezintă o secțiune prin dispozitivul cu oxidul corodat în rampă. Formarea siliciurii metalice CrSi_2 determină în fereastra de contact o geometrie similară cu cea a joncțiunilor $p+n$ difuzate (raza de curbura este r_j (fig. 4)).

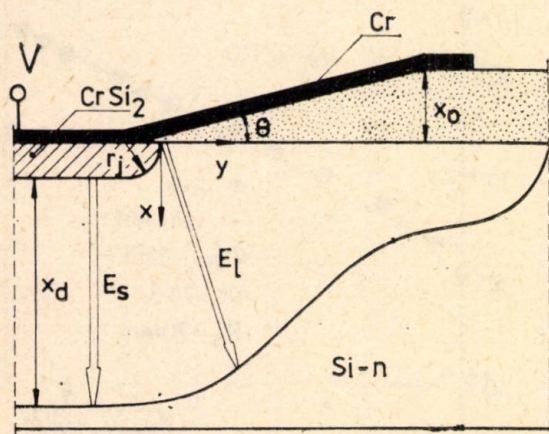


Fig. 4. Secțiune transversală printr-o diodă Schottky cu oxid în rampă.

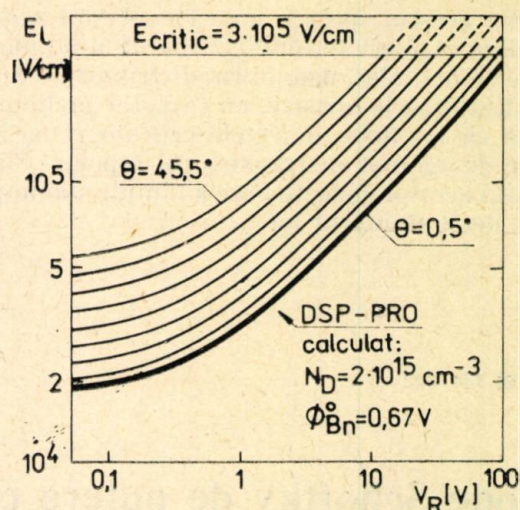


Fig. 5. Valorile cîmpului maxim (la tranziția pe oxid a metalului) în funcție de unghiul rampei de oxid.

Curentul prin dispozitiv va avea două componente [2]: componenta de volum

$$I_s = A_s A_n T^2 \exp\left(-\frac{\phi_{Bn}^0 - \alpha E_s}{V_t}\right) \left[\exp\left(\frac{V}{V_t}\right) - 1\right], \quad (1)$$

unde $A_n = 120 \text{ A/cm}^2 \text{K}^2$ și componenta laterală

$$I_1 = \frac{A_1}{A_s} \frac{I_s}{\beta} \left[\exp \beta - 1 + \frac{2r_j}{l} \left(\frac{\exp \beta}{1 + 4\beta^2/\pi^2} + \frac{\pi}{2\beta} \right) \right], \quad (2)$$

în care $V_t = kT/q$, $A_1 = 2\pi r_j l$, $\beta = \alpha(E_1 - E_s)/V_t$. În stabilirea relațiilor de mai sus s-a considerat scăderea liniară a barierei (ϕ_{Bn}^0) cu cîmpul electric de la interfață [2]. Panta de scădere α caracterizează cantitativ proprietățile interfeței $\text{CrSi}_2/\text{Si-n}$. Modulul cîmpului electric de la interfață în zona de sub siliciura metalică (fig. 4) este [2]:

$$E_s = \frac{qN_D}{\epsilon_s} x_d, \quad x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{qN_D} (V_d - V) \right]^{1/2}, \quad (3)$$

unde V_d este potențialul de difuzie [2]. La colț cîmpul electric este maxim și are două componente ce corespund direcțiilor x și y (fig. 4). Într-o primă aproximație pentru modulul cîmpului maxim se obține:

$$E(0, 0) = E_1 = E_s(1 + \tan^2 \theta \epsilon_s^2/\epsilon_0^2)^{1/2}. \quad (4)$$

Figura 5 prezintă dependența cîmpului maxim (E_1) de V_R ($V_R = -V$, dioda invers polarizată)

pentru valori ale lui θ ce variază cu pas constant de la $0,5^\circ$ la $45,5^\circ$. Pentru $\theta \leq 5,5^\circ$, $E_1 \approx E_s$.

Folosind relațiile (1)–(4) s-au trasat curbele cu linie continuă din figurile 1–2 ce aproximează excelent punctele experimentale. În me-

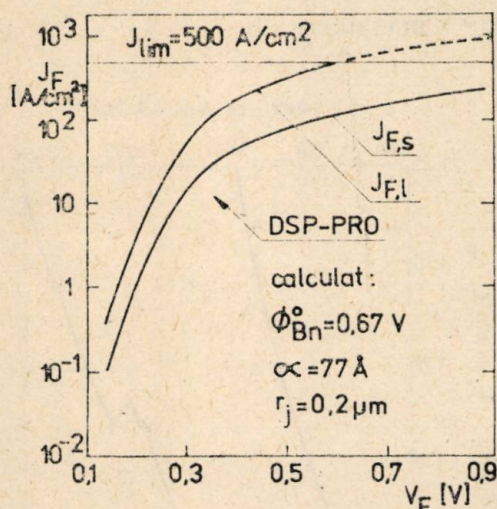


Fig. 6. Variațiile calculate ale componentelor caracteristicii directe a diodelor Schottky de putere cu oxid în rampă.

dalionul figurilor sînt indicate valorile pentru Φ_{Bn}^0 , α , r_j folosite în calcule. De precizat că pentru modelarea caracteristicii directe s-a inclus și efectul rezistenței serie R_s (în relația (1) s-a considerat $V = V_F - R_s I_F$). Datorită valorii mari a ariei A_s componenta laterală a curentului este neglijabilă. În schimb, densitatea curentului lateral ($J_1 = I_1/A_1$) este mai mare decît densitatea curentului de volum ($J_s = I_s/A_s$) așa cum se ilustrează pe caracteristicile directe din figura 6. Observația este importantă pentru proiectarea DSP deoarece densitatea de curent nu poate depăși limita de 500 A/cm^2 .

Pentru modelarea caracteristicii $C - V_R$ se au în vedere cele trei componente ale capacității diodei: capacitatea structurii Schottky propriuzise [2, 3]:

$$C_s = \frac{\epsilon_s A_s}{x_d}, \quad (5)$$

capacitatea MOS a porțiunii plane a oxidului acoperită de metal (de arie $A_{o,p}$) [3]:

$$C_{o,p} = \frac{\epsilon_0 A_{o,p}}{(x_0^2 + x_{d,o}^2)^{1/2}}, \quad x_{d,o} = \frac{\epsilon_0}{\epsilon_s} x_d, \quad (6)$$

și capacitatea MOS asociată zonei de oxid corodat în rampă pentru care s-a obținut expresia (dacă $\theta < 10^\circ$)

$$C_{o,r} \approx 4.1 \frac{\epsilon_0}{\text{tg } \theta} \ln \left[\frac{x_0 + (x_0^2 + x_{d,o}^2)^{1/2}}{x_{d,o}} \right] + 8 \frac{\epsilon_0}{\text{tg}^2 \theta} \left[(x_0^2 + x_{d,o}^2)^{1/2} - x_{d,o} \right], \quad (7)$$

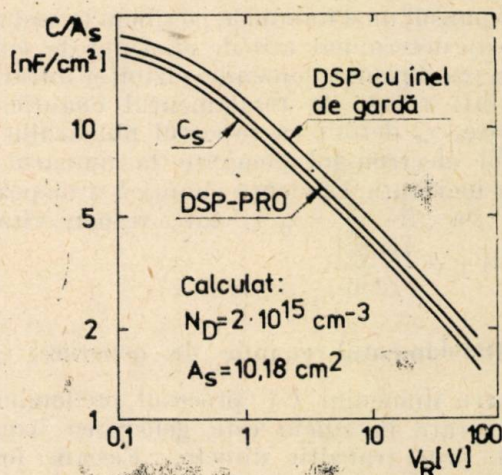


Fig. 7. Caracteristica $C - V$ a diodelor Schottky de putere fabricate cu oxid în rampă comparativ cu cea a diodelor fabricate cu inel de gardă.

Capacitatea totală $C = C_s + C_{o,p} + C_{o,r}$ calculată pe baza relațiilor (5)–(7) și reprezentată cu linie continuă pe figura 3 aproximează foarte bine valorile experimentale (în calcule pentru θ s-a utilizat valoarea măsurată cu „ α -STEP-ul” pe structuri de DSP-PRO).

În figura 7 se prezintă comparativ dependența de tensiunea inversă a capacității totale (raportată la A_s) a DSP-PRO respectiv a DSP cu inel de gardă precum și a componentei C_s (raportată tot la A_s). Pentru DSP-PRO „capacitatea parazită”, care se adaugă la C_s , este mai mică decît la diodele cu inel de gardă. Ca urmare, DSP-PRO au în comutație caracteristici superioare diodelor fabricate cu tehnologia „clasică”.

Bibliografie

- [1] Bădilă, M. ș.a.: „Corodarea în rampă a oxizilor”, nepublicat.
- [2] Dascălu, D. Buzeanu, G. Dan, P. Al: Contactul metal-semiconductor în micro-electronică, Ed. Academiei, 1988
- [3] Grove, A. S.: Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor, Ed. Tehnică, 1973.

Detecția radiației ultraviolete cu fotodiode pe siliciu

MUNIZER PURICA, ELENA BUDIANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Răspunsul unei fotodiode pe siliciu la radiația UV este determinat atât de eficiența de colectare η_c (ca și pentru domeniile vizibil și infraroșu apropiat) cât și de randamentul cuantic de generare, η_g definit ca raportul numărului de perechi electron-gol generate la numărul de fotoni incidenti. Eficiența cuantică a dispozitivului va fi $\eta = \eta_g \eta_c$ iar responsivitatea

$$R[A/W] = \frac{\lambda[nm]}{1240}.$$

1. Randamentul cuantic de generare, η_g

Pentru domeniul UV procesul predominant de generare în siliciu este generarea bandă-bandă prin tranziții directe. Fiecare foton absorbit generează o singură pereche electron-gol ca și în domeniul vizibil și infraroșu apropiat, dar în domeniul UV energia $h\nu$ fiind mult mai mare ca E_g (ex.: 4,5 eV la 275 nm) purtătorii generați preiau energia în exces ($h\nu - E_g$) ca energie cinetică. Având o anumită distribuție după energie o fracțiune din purtătorii primari generați vor crea prin ciocnire cu ionizare noi perechi electron-gol. Ca urmare randamentul cuantic de generare în domeniul spectral UV va fi supraunitar: $\eta_g = 1 + \Delta\eta_g$, $\Delta\eta_g$ a fost calculat în teoria structurii de benzi a siliciului cu anumite aproximații privind distribuția purtătorilor primari după energie și asupra raportului ratei de tranziție cu emisie de fononi la rata de tranziție cu ionizare prin ciocnire. Rezultatele obținute de mai mulți autori sînt date în figura 1. Curbele 1 [1] și 3 [2] corespund aproximațiilor mai puțin realiste (curba 1) în care energia în exces este preluată de unul singur sau se repartizează egal între cei doi purtători ai perechii electron-gol generate de un foton. S-a folosit în calculul lui η_g valoarea lui η_g obținută din curba (2) [3] care este mai corectă din punctul de vedere al structurii de benzi a siliciului. Se vede că la lungimi de undă $< 0,3 \mu m$ ($h\nu > 4$ eV) creșterea randamentului cuantic de generare este semnificativă, valoarea $\eta_g = 1$ rămînînd valabilă pentru generarea în siliciu la $\lambda \in (0,4 \div 1,1) \mu m$.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

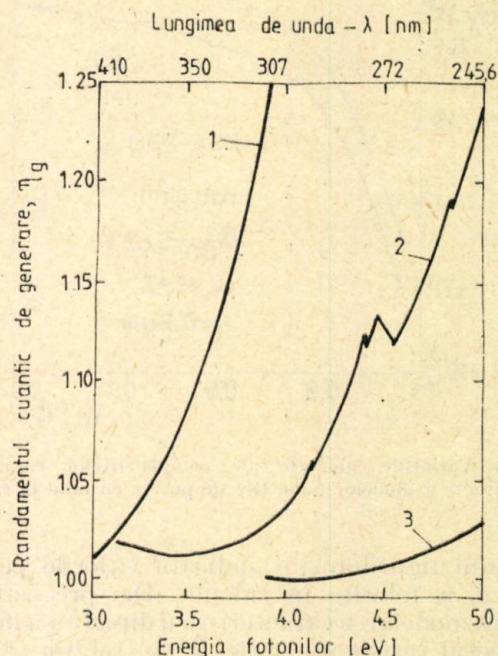


Fig. 1. Randamentul cuantic de generare în funcție de energia fotonilor pentru siliciu determinat de: (1) — Geist-Wang; (2) — Geist; (3) — Alig, Bloom, Struck.

2. Eficiența de colectare, η_c

Eficiența de colectare definită ca raportul numărului de purtători colectați la numărul de purtători generați pentru o anumită lungime de undă, este determinată de caracteristicile structurii detectoare. Într-o fotodiodă cu joncțiune p^+n sau n^+p la $\lambda \leq 350$ nm generarea purtătorilor avînd loc într-un strat de 500 Å, joncțiunea va fi superficială ($x_j \leq 0,1 \mu m$), colectarea purtătorilor minoritari făcîndu-se prin difuzie. Ca urmare η_c se calculează luînd în considerare numai caracteristicile regiunii n^+ respectiv p^+ a structurii. Pentru structura p^+n în calculul de η_c am luat în considerare profilul borului în stratul p^+ și prezența stratului de sarcină spațială de la interfața Si-SiO₂ datorită sarcinilor pozitive din oxid (fig. 2). Prezența maximului concentrației de bor la o distanță ≤ 1000 Å de suprafață conduce la apariția unui câmp electric intern dirijat spre suprafață care frînează difuzia purtătorilor minoritari spre joncțiune. Acest câmp de frînare este dat de relația $E = \frac{kT}{ql} \ln \frac{N_A(l)}{N_A(d)}$, mărimile care intervin avînd semnificația din figura 2.

Stratul de sarcină spațială la interfața Si—SiO₂ cu grosimea $d' = N_0 [\text{cm}^{-2}]/N_A [\text{cm}^{-3}]$ constituie practic un strat inactiv din punct de vedere al detecției radiației UV. Purtătorii generați fiind driftați spre suprafață. În calcul s-a luat

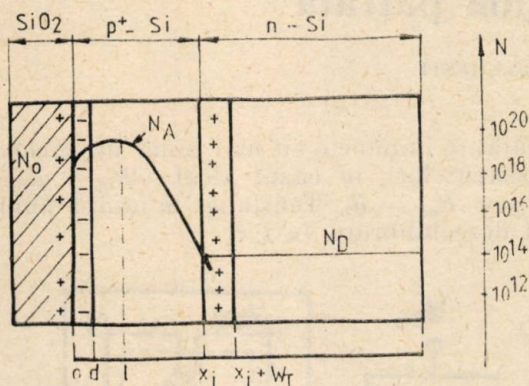


Fig. 2. Schema structurii p^+n cu evidențierea profilului de impurități în stratul p^+ .

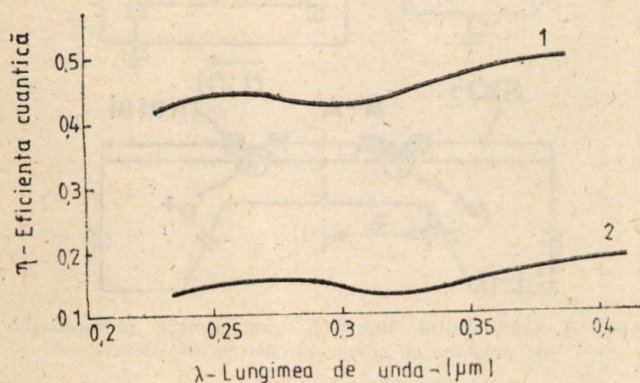


Fig. 3. Eficiența cuantică calculată pentru două tipuri de structuri n^+p (1) și p^+n (2) la lungimi de undă din domeniul UV.

lățimea stratului inactiv $d = d' - L_D$ unde L_D este lungimea Debye în siliciu extrinsec. Cu această modelare a stratului p^+ s-a calculat eficiența de colectare cu relația dată în [4]. Eficiența cuantică a structurii p^+n calculată ca produsul $\eta_c \eta_g$ este reprezentată în figura 3 curba 2. Se vede că eficiența cuantică nu depășește 18%, iar $R < 0,05 \text{ A/W}$.

O îmbunătățire a răspunsului în UV a acestor structuri este posibilă prin micșorarea stratului cu câmp de frînare astfel ca maximum profilului de impurități să se situeze la suprafață utilizând tehnici de corodare foarte bine controlată.

O structură cu eficiență mai mare de colectare este structura n^+p cu stratul n^+ dopat cu As. Profilul de As avînd maximum la suprafață câmpul electric intern datorită gradientului de concentrație ajută colectarea purtătorilor. Eficiența de colectare calculată după modelul din [5] înmulțită cu randamentul de generare este reprezentată în figura 3, curba 1. Valorile obținute depășesc 40% iar $R \approx 0,12 \text{ A/W}$.

Experimental s-a urmărit caracterizarea din punct de vedere al răspunsului la radiația cu $\lambda = 340 \text{ nm}$ a celor două tipuri de structuri de fotodiode cu joncțiune p^+n cu difuzie de bor și n^+p , cu aceeași arie activă. Joncțiunea superficială n^+p a fost realizată prin implantare ionică cu As cu doza de $5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ și energia de implantare de 60 keV. S-a determinat raportul fotocurenților care la aceeași arie activă reprezintă raportul eficiențelor cuantice. Structura n^+p este de 2,3 ori mai sensibilă decît cea de tipul p^+n la aceeași lungime de undă. Se constată că raportul sensibilităților determinat experimental este apropiat de raportul eficiențelor cuantice calculate teoretic.

3. Concluzii

Analiza efectuată permite calculul eficienței cuantice și implicit a responsivității fotodiodelor pe siliciu în domeniul spectral (250–350) nm prin luarea în considerare a randamentului cuantic de generare și a unor particularități ale stratului în care are loc generarea.

Bibliografie

- [1] Wilkinson J., Farmer, A. J. D., Geist, J.: J. Appl. Phys. 54, 1172, (1983).
- [2] Alig, R. C., Bloom, S., Stuck, W.: Phys. Rev. B22, 5565, (1980).
- [3] Geist, J., Gladden, W. K.: Phys. Rev. B27, 4827, (1983).
- [4] Budianu, E., Purica, M., Arie, M.: E.E.A. — Automatica și Electronica, nr. 1, 1983.
- [5] Purica, M., Budianu, E.: E.E.A. — Automatica și Electronica, nr. 3, 1987.

Variația relativă a piezorezistenței în senzorii de presiune cu siliciu cu diafragma pătrată

IOAN PAVELESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Cipul unui senzor piezorezistiv de presiune cu siliciu prezintă o diafragmă subțire obținută prin corodarea selectivă a siliciului pe una din fețele cipului, pe cealaltă față, în zona diafragmei, realizându-se, prin difuzie sau implantare, una sau mai multe rezistoare, a căror rezistență electrică variază cu presiunea diferențială aplicată. În tehnologia procesării siliciului este convenabilă realizarea rezistoarelor de tip p în siliciu de tip n . Sensibilitatea maximă a unui senzor de presiune cu rezistoare de tip p este atinsă în cazul în care se utilizează siliciu (100) și rezistoarele sînt aranjate în configurația unei punți Wheatstone, localizate la marginea diafragmei, orientate paralel cu direcția (110) și dispuse două câte două pe două direcții perpendiculare [1–3]. Diferitele variante constructive de senzori prezintă fie diafragme circulare, fie pătrate. Calculul sensibilității cu presiunea a unui astfel de senzor implică — după cum se va vedea, determinarea stării de sollicitare în diafragmă. Dacă pentru o configurație circulară a diafragmei se pot da soluții analitice „exacte” (asimilind diafragma cu o placă elastică subțire, încadrată pe contur și încărcată cu o sarcină uniform distribuită [4, 5]), în cazul unei diafragme pătrate (și cu atît mai mult în cazul uneia dreptunghiulare) starea de sollicitare nu poate fi redată prin expresii analitice „exacte”. Din acest motiv s-a recurs la soluții aproximative [4] sau la metode numerice de calcul [6, 7]. În prezenta lucrare, pentru determinarea stării de sollicitare în diafragma pătrată a fost adoptată metoda energetică în varianta Galerkin [4, 5].

1. Factorul de sensibilitate cu presiunea

Configurația tipică a unui senzor de presiune piezorezistiv cu diafragmă pătrată este prezentată în figura 1. La aplicarea presiunii pe diafragmă, variațiile rezistențelor adiacente din punte au sensuri opuse și, ca urmare, puntea se dezechilibrează, acționînd ca amplificator de efort. Pentru minimizarea tensiunii de decalaj de zero (tensiunea la ieșirea punții fără presiune

aplicată) se impune o cît mai bună împerechere a rezistoarelor; în cazul ideal: $R_{01} = R_{02} = R_{03} = R_{04} = R_0$. Tensiunea la ieșirea punții, după dezechilibrare va fi :

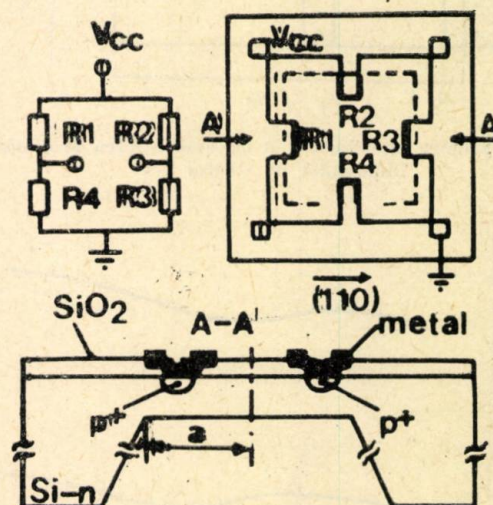


Fig. 1. Configurația tipică a unui senzor piezorezistiv de presiune cu siliciu, cu diafragmă pătrată.

$$\Delta V_0/V_{cc} = R_1/(R_1 + R_4) - R_2/(R_2 + R_3). \quad (1)$$

La aplicarea presiunii, rezistențele R_1 și R_3 , poziționate paralel cu laturile diafragmei, variază în sens crescător, cu mărimea (exprimată în unități relative): $A = (\Delta R/R_0)_1 = (R_1 - R_0)/R_0 = (R_3 - R_0)/R_0$, iar rezistențele R_2 și R_4 , poziționate perpendicular pe laturile diafragmei, variază în sens descrescător cu mărimea: $B = (\Delta R/R_0)_2 = (R_2 - R_0)/R_0 = (R_4 - R_0)/R_0$.

Cu aceasta, factorul de sensibilitate cu presiunea, definit de relația :

$$S = (\Delta V_0/V_{cc})/\Delta p, \quad (2)$$

devine :

$$S = [(A - B)/(2 + A + B)]/\Delta p. \quad (3)$$

Acesta este maxim dacă $A = -B = \Delta R/R_0$, situație în care sensibilitatea cu presiunea va fi :

$$S = (\Delta R/R_0)/\Delta p. \quad (4)$$

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

Variația relativă a rezistenței se poate deduce din expresia care dă variația relativă a rezistivității materialului, scrisă pentru situația particulară în care direcțiile curentului și cîmpului electric sînt identice [8]. Într-un sistem arbitrar de referință ($Ox'y'z'$), fie x' această direcție; în acest caz, considerînd că materialul este solicitat uniaxial, pe direcția Oz' , obține:

$$\Delta\rho/\rho_0 = \pi_l\sigma_x + \pi_t\sigma_y + \pi_f\sigma_{xy}, \quad (5)$$

unde σ_x , σ_y și σ_{xy} sînt eforturile unitare care iau naștere în planul $x'Oy'$, iar indicii l , t și f desemnează coeficienții longitudinal, transversal și, respectiv, de forfecare ai piezorezistenței, care caracterizează efectul piezorezistiv longitudinal (curentul și efortul au aceeași direcție), efectul piezorezistiv transversal (curentul și efortul sînt perpendiculare) și, respectiv, efectul efortului unitar de forfecare asupra piezorezistenței.

Coeficienții π_l , π_t și π_f se pot exprima în funcție de coeficienții fundamentali ai piezorezistenței, π_{11} , π_{12} și π_{44} (în raport cu axele principale ale cristalului cubic) astfel [8]:

$$\begin{aligned} \pi_l &= \pi'_{11} = \pi_{12} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 m_1^2 + \\ &\quad + m_1^2 n_1^2 + n_1^2 l_1^2) \\ \pi_t &= \pi'_{12} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 l_2^2 + \\ &\quad + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2) \\ \pi_f &= \pi'_{16} = 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^3 l_2 + \\ &\quad + m_1^3 m_2 + n_1^3 n_2), \end{aligned} \quad (6)$$

în care (l_1, m_1, n_1) și (l_2, m_2, n_2) sînt cosinusii directori ai direcțiilor Ox' și respectiv, Oy' , în raport cu axele cristalografice principale.

Pe o diafragmă pătrată de latură $2a$ considerăm un rezistor difuzat cu dimensiunile normate $2L$ ($L = l/a$) și $2Z$ ($Z = z/a$) cu $L \gg Z$, orientat paralel cu una din direcțiile $(\bar{1}\bar{1}0)$ și $(\bar{1}\bar{1}0)$, situate în planul (100) și poziționat arbitrar pe diafragmă, cu centrul de simetrie în punctul

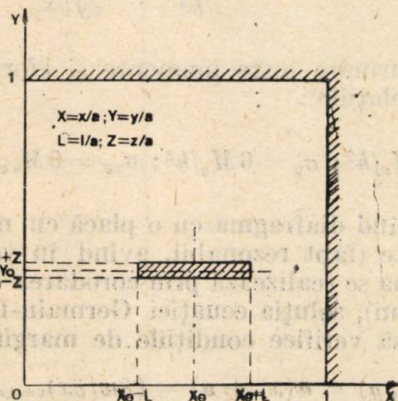


Fig. 2. Rezistor arbitrar localizat pe diafragmă.

de coordonate $X_0 = x_0/a$ și $Y_0 = y_0/a$ (figura 2). În acest caz coeficienții piezorezistenței trebuie calculați în sistemul de coordonate $(\bar{1}\bar{1}0)$, $(\bar{1}\bar{1}0)$, (001) ; cosinusii directori vor fi $[l_1, m_1, n_1] = [\sqrt{2}/2, -\sqrt{2}/2, 0]$ și $[l_2, m_2, n_2] = [-\sqrt{2}/2, -\sqrt{2}/2, 0]$. Înlocuind aceste valori în expresiile (6), se obține:

$$\begin{aligned} \pi_l &= (\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})/2, \\ \pi_t &= (\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44})/2, \\ \pi_f &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Ținînd seama că pentru siliciu monocristalin $\pi_{11}/\pi_{12} \ll \pi_{44}$, într-o primă aproximație se poate scrie $\pi_l - \pi_t \simeq \pi_{44}/2$ și relația (5) devine

$$\Delta\rho/\rho_0 = \pi_l\sigma_x + \pi_t\sigma_y = (\sigma_x - \sigma_y)(\pi_{44}/2). \quad (8)$$

Cu valorile numerice determinate experimental de Smith [9], coeficienții π_l și π_t dați de expresiile (7) vor fi:

$$\pi_l = 71,8 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2/\text{dyn};$$

$$\pi_t = -66,3 \cdot 10^{-12} \text{ cm}^2/\text{dyn}.$$

Valorile respective sînt determinate însă pentru siliciu de tip p cu rezistivitatea de $7,8 \text{ ohm} \cdot \text{cm}$. Este însă bine stabilit faptul că prin creșterea concentrației de impurități, valorile coeficienților piezorezistenței scad [10, 11]. Kanda [11] găsește o relație de legătură între valoarea coeficientului $\pi(C_s, T)$ în funcție de coeficientul $\pi(300\text{K})$ măsurat experimental de Smith [9], calculînd și reprezentînd grafic un așa numit factor $P(C_s, T)$ al piezorezistenței:

$$\pi^*(C_s, T) = P(C_s, T) \cdot \pi(300\text{K}). \quad (9)$$

Cu valorile corectate pentru coeficienții π_l și π_t , funcție de concentrația superficială a straturilor difuzate, ținînd seama de faptul că rezistorul avînd o suprafață finită se impune medierea eforturilor σ_x și σ_y și neglijînd efectul modificărilor dimensionale, variația relativă a rezistenței va fi:

$$\Delta R/R_0 = \pi_l^* \langle \sigma_x \rangle + \pi_t^* \langle \sigma_y \rangle, \quad (10)$$

unde:

$$\langle \sigma_i \rangle = (1/s) \iint_S \sigma_i ds. \quad (i = x, y). \quad (11)$$

2. Starea de solicitare în diafragma pătrată

Dacă deformăția transversală, $w(x, y)$, a unei plăci este mică în raport cu grosimea plăcii, h , se pot considera valabile ipotezele simplificatoare Kirchhoff-Love [4, 12] și, în cazul unui material

anizotrop, relațiile dintre eforturi și deformări pot fi reprezentate de următoarele ecuații [4]:

$$\sigma_x = E'_x \varepsilon_x + E'' \varepsilon_y; \quad \sigma_y = E'_y \varepsilon_y + E'' \varepsilon_x; \quad (12)$$

$$\tau_{xy} = G_{xy} \gamma_{xy},$$

unde E'_x , E'_y și G_{xy} sînt constante elastice, iar deformările sînt date de relațiile:

$$\varepsilon_x = -z \frac{\partial^2 w}{\partial x^2}, \quad \varepsilon_y = -z \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}; \quad (13)$$

$$\gamma_{xy} = -2z \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y}.$$

Cu aceste expresii pentru eforturi, momentele încovoietoare și de răsucire vor avea forma:

$$M_x = \int_{-h/2}^{h/2} \sigma_x z dz = - \left(D_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + D_0 \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)$$

$$M_y = \int_{-h/2}^{h/2} \sigma_y z dz = - \left(D_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + D_0 \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad (14)$$

$$M_{xy} = - \int_{-h/2}^{h/2} \tau_{xy} z dz = 2D_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y},$$

unde:

$$D_x = \frac{E'_x \cdot h^3}{12} = \frac{E_x \cdot h^3}{12(1 - \nu_{xy} \nu_{yx})};$$

$$D_y = \frac{E'_y \cdot h^3}{12} = \frac{E_y \cdot h^3}{12(1 - \nu_{xy} \nu_{yx})} \quad (15)$$

$$D_0 = \frac{E'' \cdot h^3}{12} = \frac{E_x \nu_{xy} \cdot h^3}{12(1 - \nu_{xy} \nu_{yx})};$$

$$D_{xy} = \frac{G_{xy} \cdot h^3}{12},$$

sînt rigiditățile la încovoiere, E_x și E_y sînt modulele lui Young în direcțiile x și, respectiv, y , iar ν_{yx} și ν_{xy} sînt constantele lui Poisson în direcțiile x și y care exprimă raportul dintre dilatarea pe o direcție și comprimarea pe cealaltă direcție.

Înlocuind expresiile (14) în ecuația diferențială de echilibru:

$$\frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} - 2 \frac{\partial^2 M_{xy}}{\partial x \partial y} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} = -p, \quad (16)$$

se obține ecuația cu derivate parțiale de ordinul patru, de tipul Sophie Germain-Lagrange.

În planul $z = h/2$, eforturile unitare vor fi:

$$\sigma_x = - \frac{h}{2(1 - \nu_{xy} \nu_{yx})} \left(E_x \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + E_y \nu_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)$$

$$\sigma_y = - \frac{h}{2(1 - \nu_{xy} \nu_{yx})} \left(E_y \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + E_x \nu_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad (17)$$

$$\sigma_{xy} = - h G_{xy} \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y}.$$

Clark și Wise [7] au calculat constantele elastice ținînd seama că marginile diafragmei sînt aliniat cu direcția (110) și deci formează un unghi de 45° cu direcțiile principale ale cristalului:

$$E_x = E_y = E = 1,698 \times 10^{12} \text{ dyn/cm}^2$$

$$G_{xy} = G = 0,622 \times 10^{12} \text{ dyn/cm}^2$$

$$\nu_{xy} = \nu_{yx} = \nu = 0,066,$$

unde x și y sînt orientate de-a lungul direcțiilor (110) ale cristalului.

Relațiile (15) și (17) devin:

$$D_x = D_y = D = \frac{E h^3}{12(1 - \nu^2)}; \quad D_0 = \nu D;$$

$$D_{xy} = \frac{G h^3}{12} = \frac{1}{2} D(1 - \nu) \quad (18)$$

unde s-a ținut seama de relația de legătură între E , G și ν :

$$G = E/[2(1 + \nu)] \quad (19)$$

$$\sigma_x = - \frac{6D}{h^2} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)$$

$$\sigma_y = - \frac{6D}{h^2} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad (20)$$

$$\sigma_{xy} = - \frac{6D(1 - \nu)}{h^2} \cdot \frac{\partial^2 w}{\partial y \partial x}.$$

Prin urmare între momente și eforturi vor exista relațiile:

$$\sigma_x = 6M_x/h^2; \quad \sigma_y = 6M_y/h^2; \quad \sigma_{xy} = 6M_{xy}/h^2. \quad (21)$$

Asimilînd diafragma cu o placă cu marginile încastrate (fapt rezonabil, avînd în vedere că diafragma se realizează prin corodarea selectivă a siliciului), soluția ecuației Germain-Lagrange trebuie să verifice condițiile de margine:

$$w(\pm a, y) = w(x, \pm a) = (\partial w / \partial x)_{x=\pm a} =$$

$$= (\partial w / \partial y)_{y=\pm a} = 0. \quad (22)$$

Pentru diafragme pătrate o soluție analitică exactă este dificil de dat. Metoda energetică în varianta Galerkin permite obținerea unei soluții analitice aproximative satisfăcătoare. Prin această metodă se alege funcția w sub forma :

$$w(x, y) = c_1 w_1(x, y) + c_2 w_2(x, y) + \dots + c_n w_n(x, y), \quad (23)$$

funcțiile w_i ($i = 1, \dots, n$) fiind arbitrare, dar verificând condițiile pe contur ale plăcii, iar constantele $c_1, \dots, c_n$ sînt deocamdată nedeterminate și reflectă ponderea participării funcțiilor w_i la soluția (23). Introducînd direct soluția (23) în ecuația Germain-Lagrange, aceasta bineînțeles, nu se va verifica, rămînînd un reziduu care poate fi interpretat ca o încărcare reziduală ce se dorește a fi minimizată. Determinarea constantelor c_i ($i = 1, \dots, n$) se va face impunînd tocmai această condiție. Folosind principiul deplasărilor virtuale, și luînd drept deplasări virtuale chiar funcțiile w_i se ajunge la sistemul de ecuații [5] :

$$\iiint \left(\nabla^2 \nabla^2 w - \frac{P}{D} \right) w_i dx dy \quad (i = 1, \dots, n) \quad (24)$$

din care se determină constantele c_i .

Considerăm funcția :

$$w(x, y) = \sum_{i=1}^4 c_i w_i(x, y) \quad (25)$$

cu :

$$\begin{aligned} w_1(x, y) &= (x^2 - a^2)^2 (y^2 - a^2)^2 \\ w_2(x, y) &= x^2 y^2 (x^2 - a^2)^2 (y^2 - a^2)^2 \\ w_3(x, y) &= x^2 (x^2 - a^2)^2 (y^2 - a^2)^2 \\ w_4(x, y) &= y^2 (x^2 - a^2)^2 (y^2 - a^2)^2. \end{aligned} \quad (26)$$

Funcțiile w_i satisfac condițiile de margine (22). În aceste condiții, rezolvînd sistemul (24) rezultă constantele $c_1, \dots, c_n$:

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{k_1}{(2a)^4} \cdot \frac{p}{D}; \quad c_2 = \frac{k_2}{(2a)^8} \cdot \frac{p}{D}; \\ c_3 &= c_4 = \frac{k_3}{(2a)^6} \cdot \frac{p}{D}. \end{aligned} \quad (27)$$

unde k_1, k_2, k_3 sînt constante numerice, avînd valorile :

$$k_1 = 0,323711, \quad k_2 = 1,598595, \quad k_3 = 0,342276.$$

Cunoscînd funcția $w(x, y)$, ecuațiile (20) permit determinarea stării de eforturi în placa pătrată. În scopul de a da o aplicabilitate generală soluțiilor obținute este utilă punerea lor într-o formă normată adimensională, funcție de parametrii normați adimensionali. Astfel, punînd $X = x/a$ și $Y = y/a$ se obțin următoarele expresii normate adimensionale :

$$\begin{aligned} \tilde{w}(X, Y) &= \frac{w(x, y)}{(2a^4)(p/D)} = \frac{1}{256} (X^2 - 1)(Y^2 - 1)^2 \left[k_1 + \frac{k_2}{16} X^2 Y^2 + \frac{k_3}{4} (X^2 + Y^2) \right] \end{aligned} \quad (28)$$

$$\tilde{\sigma}_x(X, Y) = \frac{\sigma_x(x, y)}{p \cdot (2a/h)^2} = e + \nu f; \quad (29)$$

$$\tilde{\sigma}_y(X, Y) = \frac{\sigma_y(x, y)}{p \cdot (2a/h)^2} = f + \nu e$$

$$e = (-3/256)(Y^2 - 1)^2 [8(4k_1 + k_3 Y^2)(3X^2 - 1) + (k_2 Y^2 + 4k_3)(15X^4 - 12X^2 + 1)]$$

$$f = (-3/256)(X^2 - 1)^2 [8(4k_1 + k_3 X^2)(3Y^2 - 1) + (k_2 X^2 + 4k_3)(15Y^4 - 12Y^2 + 1)]$$

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_{xy} &= \frac{\sigma_{xy}(x, y)}{p(2a/h)^2} = (-3/256)(1 - \nu) XY (X^2 - 1)(Y^2 - 1) [64k_1 + k_2(3X^2 - 1)(3Y^2 - 1) + 8k_3(3X^2 + 3Y^2 - 2)]. \end{aligned} \quad (30)$$

Faptul că expresiile obținute mai sus prin varianta energetică Galerkin pot fi utilizate satisfăcător în aplicațiile practice este probat de următoarele :

a) În centrul plăcii ($X = 0, Y = 0$) săgeata w dată de relația (28) va fi :

$$\tilde{w}(0, 0) = \tilde{w}_{max} = k_1/256 = 0,00126449.$$

Rezultatul este foarte apropiat de valoarea „exactă” menționată în lucrarea [4], și anume 0,00126. În figura 3 este reprezentată (din motive de simetrie, numai pentru un cadran) variația $\tilde{w}(x, y)/\tilde{w}_{max}$ în funcție de poziția punctului pe diafragmă. Se observă o foarte bună concordanță cu rezultatele raportate în lucrările [6, 7], obținute prin metoda diferențelor finite și prezentate comparativ în aceeași figură.

b) Momentul tăietor în centrul plăcii, pentru $\nu = 0,3$ este :

$$\begin{aligned} \tilde{M}_x(0, 0) &= \tilde{\sigma}_x(0, 0)6 = (-1/128)(-8k_1 + k_3)(1 + \nu) = 0,022825, \end{aligned}$$

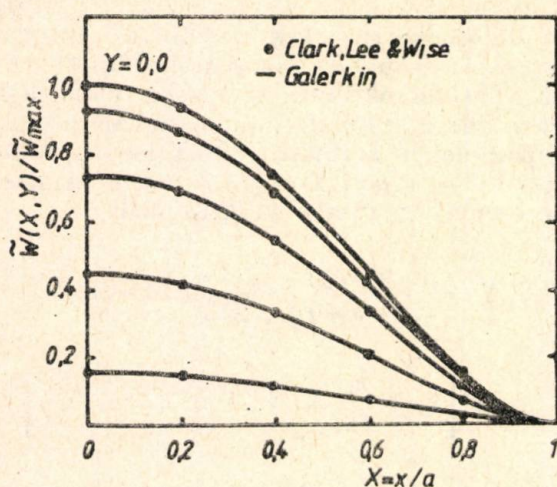


Fig. 3. Variația normală a deformării $\tilde{w}(x, y)/\tilde{w}_{max}$ diafragmei pătrate.

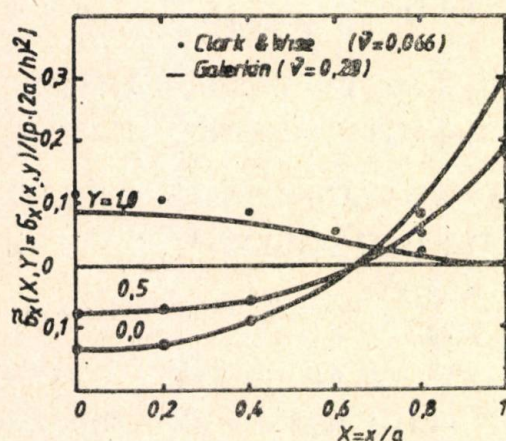


Fig. 4. Distribuția eforturilor normale $\tilde{\sigma}_x(X, Y)$ și $\tilde{\sigma}_y(X, Y)$ în diafragma pătrată.

valoare care diferă cu $-1,2\%$ față de valoarea „exactă” $0,0231$ [4].

În punctul $(X = 1, Y = 0)$ momentul tăietor are valoarea :

$$\tilde{M}_x(1, 0) = \tilde{\sigma}_x(1, 0)/6 = (-1/32)(4k_1 + k_3) = 0,05117659,$$

care diferă cu $0,24\%$ față de valoarea „exactă” $0,0513$ [4].

c) În figura 4 sînt reprezentate variațiile eforturilor normale $\tilde{\sigma}_x(x, y)$ și $\tilde{\sigma}_y(x, y)$ date de relațiile (29) și (30), comparativ cu rezultatele raportate de Clark și Wise [7]. Calculele s-au făcut pentru $\nu = 0,28$, care reprezintă valoarea maximă a coeficientului Poisson în planul (100) [13]. Trebuie menționat că în lucrarea [7] există o neconcordanță între valoarea lui ν calculată și considerată în calcule ($0,066$) și valoarea care rezultă ($\nu = 0,391$) impunînd, cu datele raportate, să se respecte condiția de margine $\tilde{M}_y(1, 0) = \nu \tilde{M}_x(1, 0)$.

3. Variația relativă a piezorezistenței

Ținînd seama de relațiile (29) se poate calcula variația relativă a piezorezistenței dată de expresia (10), care devine :

$$\Delta R/R_0 = p \cdot (2a/h)^2 (\pi_i^* \langle \tilde{\sigma}_x^*(X_0, Y_0) \rangle + \pi_i^* \tilde{\sigma}_y(x_0, y_0)) \quad (31)$$

în care :

$$\langle \tilde{\sigma}_x(X_0, Y_0) \rangle = \frac{1}{4LZ} \int_{X_0-L}^{X_0+L} \int_{Y_0-Z}^{Y_0+Z} \tilde{\sigma}_x(X, Y) dx dy \quad (32)$$

$$\langle \tilde{\sigma}_y(X_0, Y_0) \rangle = \frac{1}{4LZ} \int_{X_0-L}^{X_0+L} \int_{Y_0-Z}^{Y_0+Z} \tilde{\sigma}_y(X, Y) dXdY.$$

Efectuînd integralele (32) se obține :

$$\langle \tilde{\sigma}_x \rangle = E + \nu F; \quad \langle \tilde{\sigma}_y \rangle = F + \nu E \quad (33)$$

unde :

$$E = (-3/256) 8E_1(4k_1E_2 + k_3E_4) + E_3(k_2E_4 + 4k_3E_2)$$

$$F = (-3/256) 8F_1(4k_1F_2 + k_3F_4) + F_3(k_2F_4 + 4k_3F_2)$$

iar :

$$E_1 = 3X_0^2 + L^2 - 1$$

$$E_2 = Y_0^4 + 2Y_0^2Z^2 - 2Y_0^2 + (1/5)Z^4 - (2/3)Z^2 + 1$$

$$E_3 = 15X_0^4 + 30X_0^2L^2 - 12X_0^2 + 3L^4 - 4L^2 + 1$$

$$E_4 = Y_0^6 + Y_0^4(5Z^3 - 2) + Y_0^2(3Z^4 - 4Z^2 + 1) + (1/7)Z^6 - (2/5)Z^4 + (1/3)Z^2$$

și :

$$F_1 = 3Y_0^2 + Z^2 - 1$$

$$F_2 = X_0^4 + 2X_0^2L^2 - 2X_0^2 + (1/5)L^4 - (2/3)L^2 + 1$$

$$F_3 = 15Y_0^4 + 30Y_0^2Z^2 - 12Y_0^2 + 3Z^4 - 4Z^2 + 1$$

$$F_4 = X_0^6 + X_0^4(5L^3 - 2) + X_0^2(3L^4 - 4L^2 + 1) + (1/7)L^6 - (2/5)L^4 + (1/3)L^2.$$

Pentru cazurile în care rezistorul are o aliniere diferită de direcția (110), situație în

care se utilizează relația (5), cu precizările ulterioare, s-a calculat și efortul unitar de forfecare, mediat pe aria rezistorului:

$$\begin{aligned} \langle \tilde{\sigma}_{xy}(X_0, Y_0) \rangle &= \frac{1}{4LZ} \int_{X_0-L}^{X_0+L} \int_{Y_0-Z}^{Y_0+Z} \tilde{\sigma}_{xy}(X, Y) dXdY = \\ &= (-3/128)(1-\nu) T [4k_1 T_1 T_3 + k_2 (T_2 - \\ &- 4T_1 - 3)(T_4 - 4T_3 - 3) + 8k_3 (T_1 T_4 + \\ &+ T_2 T_3 - 8T_1 T_3 - 3T_1 - 3T_3)], \quad (34) \end{aligned}$$

unde:

$$T = X_0 Y_0$$

$$T_1 = X_0^2 + L^2 - 1 \quad T_3 = Y_0^2 + Z^2 - 1$$

$$T_2 = 3X_0^4 + 10X_0^2 L^2 + 3L^4 \quad T_4 = 3Y_0^4 + 10Y_0^2 Z^2 + 3Z^4$$

Relațiile (31) și (33) permit calculul factorului de sensibilitate cu presiunea a [senzorului cu diafragmă pătrată de siliciu.

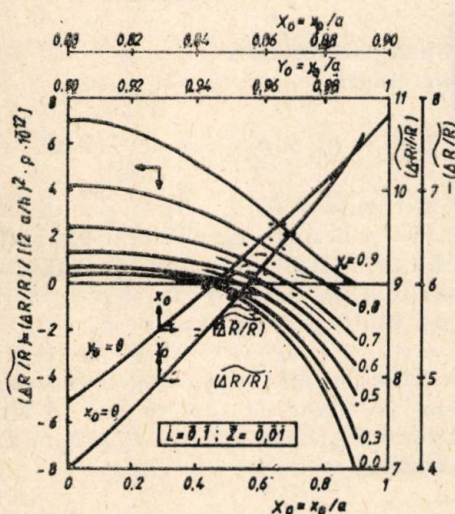


Fig. 5. Variația relativă a piezorezistenței în funcție de poziția rezistorului pe diafragmă.

În figura 5 este reprezentată variația relativă a unei piezorezistențe având zece pătrate, în funcție de poziția rezistorului pe diafragmă. O scară extinsă este folosită pentru a ilustra variația $\Delta R/R_0$ a rezistoarelor orientate paralel și perpendicular la latura (110) a diafragmei și localizate lângă marginea diafragmei.

Figura 6 prezintă variația relativă normalată a piezorezistenței în funcție de lungimea rezistorului, pentru rezistoare orientate perpendicular și paralel cu latura diafragmei. Datorită efectelor de mediere a efortului pe suprafața finită a rezistorului, variația relativă a piezorezistenței orientată perpendicular, prezintă un gradient foarte mare. Gradientul variației $\Delta R/R_0$

pentru rezistorul paralel este mic întrucât efectele de mediere a efortului sînt neglijabile pentru orientarea paralelă a rezistorului. Variația relativă a rezistenței pentru rezistorul paralel este redusă datorită necesității amplasării

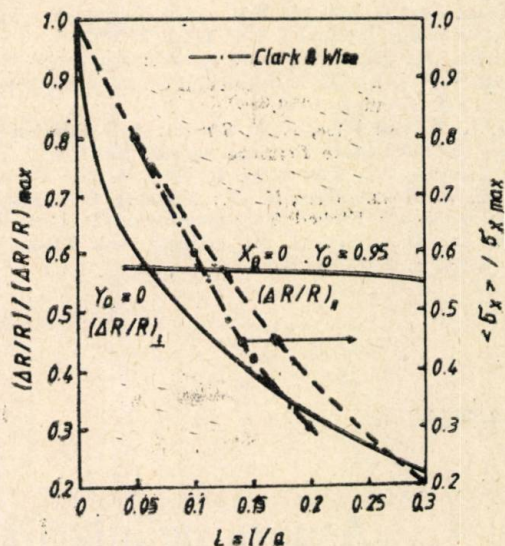


Fig. 6. Variația relativă normalată a piezorezistenței în funcție de lungimea rezistorului.

lui la marginea diafragmei, la o distanță suficientă pentru a fi asigurată localizarea acestuia pe diafragmă. În figura 6 este prezentată, de asemenea, variația efortului mediat în funcție de lungimea rezistorului, comparativ cu rezultatele obținute de Clark și Wise [7]. Rezultatele obținute concordă foarte bine cu valorile calculate prin metoda diferențelor finite.

4. Concluzii

În lucrare s-au determinat expresii analitice aproximative pentru deformare și distribuțiile eforturilor în diafragme pătrate subțiri. S-a obținut de asemenea relația de legătură dintre variația piezorezistenței și eforturile mediate pe aria rezistorului. Rezultatele obținute au fost comparate cu cele prezentate în literatură. S-a constatat o bună concordanță între valorile raportate în această lucrare și cele obținute prin metode numerice de calcul. Expresiile analitice determinate în lucrare și reprezentările grafice ale variației piezorezistenței sînt extrem de utile în proiectarea senzorilor piezorezistivi de presiune cu siliciu, cu diafragme pătrate (realizate prin corodarea anizotropă a siliciului), în special pentru dimensionarea și poziționarea rezistoarelor pe diafragmă.

Bibliografie

- [1] Samaun, Wise, K. D și Angell, J. B.: An IC Piezoresistive Pressure Sensor for Biomedical Instrumentation. In: IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-20 nr. 3, 1973, p. 101-109.

- [2] *Tufte, O. N. and Steltzer, E. L.*: Piezoresistive Properties of Silicon Diffused Layers. In: *J. Appl. Phys.*, vol. 34, nr. 2, 1963, p. 313–318.
- [3] *Pfann, W. G. Thurston, R. N.*: Semiconductor Stress Transducers Utilizing the Transverse and Shear Piezoresistive Effects. In: *J. Appl. Phys.*, vol. 32, 1961, p. 2008–2019.
- [4] *Timoshenko, S. P. și Woinowski-Krieger, S.*: Teoria plăcilor plane. București, Ed. Tehnică, 1968.
- [5] *Mazilu, P., Topa, N., Ieremia, M.*: Aplicarea teoriei elasticității și a plăcilor în calculul construcțiilor. București, Ed. Tehnică, 1956.
- [6] *Lee, K. W. and Wise, K. D.*: Sensim: A Simulation Program for Solid State Pressure Sensor. In: *IEEE Trans. El. Devices*, vol. ED-29, nr. 1, 1982, p. 34–41.
- [7] *Clark, S. K. and Wise, K. D.*: Pressure Sensitivity in Anisotropically Etched Thin-Diaphragm Pressure Sensors. In: *IEEE Trans. El. Devices*, vol. ED-26, nr. 12, 1979, p. 1887–1895.
- [8] *Durham, N.C. Institute.* Integrated Silicon Device Technology, vol. V, ASD-TDE-63-316, Research Triangle Institute, 1964.
- [9] *Smith, C. S.*: Piezoresistance Effect in Germanium and Silicon. In: *Phys. Rev.*, vol. 94, nr. 1, 1954, p. 42–49.
- [10] *Tufte, O. N., Chapman, P. W. and Long, D.*: Silicon Diffused-Element Piezoresistive Diaphragms. In: *J. Appl. Phys.*, vol. 33, 1962, p. 3322–3327.
- [11] *Kanda, L.*: A Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon. In: *IEEE Trans. El. Devices*, vol. ED-29, nr. 1, 1982, p. 64–70.
- [12] *Love, A. E. H.*: A Treatise on the Mathematical Theory of Elasticity. New York, Dover Publication, 1944.
- [13] *Pavelescu, I., Schor, C. and Pavelescu, E.*: Piezoresistance Relative Variation in Square-Diaphragm Pressure Sensors. *Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare*, 1989, Sinaia, 1989.

CZ 651.9:537.2

METODA CELOR MAI MICI PĂTRATE
LINEARIZARE
SENZOR PIEZOREZISTIV

Asupra neliniarității senzorilor de presiune

ION MUNTEANU *, STELIAN NAN **, BOGDAN LOGOFĂTU *,
ALEXANDRU HANGANU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Sensibilitatea sau dependența de temperatură pentru majoritatea traductorilor pot fi corectate prin circuite electronice secundare. Cu toate acestea unele caracteristici, de exemplu neliniaritatea dependenței dintre semnalul electric și mărimea neelectrică măsurată, pot fi mai greu corectate prin circuite electronice auxiliare. Din aceste motive rezultă că este foarte important să se cunoască cauzele care determină aceste neliniarități pentru a fi eliminate pe cât este posibil prin alegerea optimă a componentelor traductorului în procesul de proiectare cât și găsirea unor metode pentru linearizarea optimă a caracteristicilor.

În lucrarea de față se propune o metodă nouă de linearizare a caracteristicilor traductorilor, care, datorită caracterului general, se poate utiliza pentru orice tip de traductor. Eficiența metodei propuse este confirmată prin compararea cu metodele de linearizare cunoscute în cazul a două tipuri de traductori piezorezistivi de deformății mecanice.

1. Considerații teoretice

În multe situații practice caracteristica statică a traductorului (CST) este descrisă de un polinom de forma [1, 2],

$$y(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3. \quad (1)$$

Coeficienții a_i ($i = 0, \dots, 3$) se pot determina, de exemplu, prin metoda celor mai mici pătrate. Intervalul $[a, b]$ îl vom împărți în n subintervale prin punctele de divizare $x_i = a + ih$ ($i = 0, 1, \dots, n$) unde $h = (b - a)/n$ iar $x_0 = a$ și $x_n = a + nh = b$. În continuare se calculează valorile polinomului (1), $y_i = y(x_i)$ ($i = 0, 1, \dots, n$) iar perechile de puncte (x_i, y_i) sînt utilizate pentru a găsi coeficienții b_0 și b_1 ai dreptei de linearizare

$$y = b_0 + b_1x, \quad (2)$$

care se pot scrie sub forma :

$$b_0 = \frac{\sum_{i=0}^n y_i \sum_{i=0}^n x_i^2 - \sum_{i=0}^n x_i \sum_{i=0}^n x_i y_i}{(n+1) \sum_{i=0}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=0}^n x_i \right)^2};$$

$$b_1 = \frac{(n+1) \sum_{i=0}^n x_i y_i - \left(\sum_{i=0}^n x_i \right) \left(\sum_{i=0}^n y_i \right)}{(n+1) \sum_{i=0}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=0}^n x_i \right)^2}. \quad (3)$$

În continuare analizăm două cazuri :

A. Linearizarea pe intervalul $[0, b]$ cu o dreaptă care nu trece prin origine ($b \neq 0$).

* Facultatea de Fizică, Universitatea — București.

** Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

Tabel 1

Nr. formula de calcul	$\varepsilon = 0, \dots, 300 \mu\text{m/m}$			$P = 0, \dots, 1 \text{ barr}$		
	$F_m \%$	b_0	b_1	$F_m \%$	b_0	b_1
(5)	0,187	$3,97 \cdot 10^{-5}$	37,400	0,082	$-2,39 \cdot 10^{-5}$	1,388
(7)	0,364	0	37,599	0,091	0	1,387
(8)	2,453	0	38,382	0,109	0	1,389
(9)	0,429	0	37,463	0,090	0	1,389
(10)	1,227	0	37,922	0,100	0	1,389
(3)	0,208	$3,17 \cdot 10^{-5}$	37,435	0,392	$-1,15 \cdot 10^{-2}$	1,406
(6)	0,338	0	37,589	0,627	0	1,397

Utilizând relațiile (3) și egalitățile de forma :

$$y = a_1 x. \quad (8)$$

$$\langle x_i^j \rangle = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=0}^n x_i^j \right) / (n+1) = b^j / (j+1)$$

$$\langle y_i \rangle = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=0}^n y_i \right) / (n+1) = \sum_{j=0}^3 a_j \langle x_i^j \rangle \quad (4)$$

$$\langle x_i y_i \rangle = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=0}^n x_i y_i \right) / (n+1) =$$

$$= \sum_{j=0}^3 a_j \langle x_i^{j+1} \rangle,$$

pentru coeficienții b_0 și b_1 se obțin relațiile :

$$b_0 = a_0 - a_2 \cdot \frac{b^2}{6} - a_3 \cdot \frac{b^3}{5} \quad (5)$$

$$b_1 = a_1 + a_2 b + a_3 \cdot \frac{9b^2}{10}.$$

B. Linearizarea pe intervalul $[0, b]$ cu o dreaptă care trece prin origine ($b_0 = 0$).

În acest caz :

$$b_1 = \sum_{i=0}^n x_i y_i / \sum_{i=0}^n x_i^2 \quad (6)$$

și procedînd ca mai sus obținem :

$$b_1 = a_1 + a_2 \cdot \frac{3b}{4} + a_3 \cdot \frac{3b^2}{5}, \quad (7)$$

2. Metode cunoscute de linearizare a CST (1-4)

A. Aproximația de ordin zero. În acest caz se consideră caracteristica traductorului de forma (1) unde $a_0 = 0$ iar dreapta de linearizare are forma :

B. Aproximația de ordin I. Dreapta de linearizare pe intervalul $[0, b]$ are forma $y = b_1 x$ unde :

$$b_1 = y(b)/b. \quad (9)$$

C. Aproximația de ordin II. În acest caz linearizarea se face printr-o dreaptă de forma $y = b_1 x$ unde :

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(a_1 + \frac{y(b)}{b} \right). \quad (10)$$

D. Linearizarea cu o dreaptă de forma (2) unde b_0 și b_1 se calculează cu ajutorul relațiilor (3) în care x_i, y_i sînt de astă dată punctele experimentale.

E. Linearizarea cu o dreaptă care trece prin origine $y = b_1 x$ unde b_1 este dat de relația (6) în care x_i și y_i sînt punctele experimentale.

3. Verificarea metodei propuse

Metoda propusă de noi a fost testată și comparată cu metodele cunoscute în cazul traductorilor elastorezistivi sub formă de strat subțire din Ge policristalin și pentru traductori piezorezistivi de presiune realizați sub formă de punte pe membrane din Si. În cazul traductorilor din strat subțire s-a măsurat variația relativă a rezistenței $\Delta R/R_0$ în funcție de deformarea relativă $\varepsilon = \Delta l/l_0$. Caracteristica intrinsecă a traductorului are forma :

$$\Delta R/R_0 = a_1 \varepsilon + a_2 \varepsilon^2 + a_3 \varepsilon^3, \quad (11)$$

unde $a_1 = 38,3819$, $a_2 = -5,1413 \cdot 10^3$ și $a_3 = 6,9250 \cdot 10^6$. În cazul traductorului piezorezistiv integrat s-a măsurat variația tensiunii V la ieșirea punții tensometrice în funcție de

presiunea diferențială P , obținându-se caracteristica intrinsecă:

$$V = a_1 P + a_2 P^2 + a_3 P^3, \quad (12)$$

unde $a_1 = 1,3892$, $a_2 = -9,4048 \cdot 10^{-3}$ și $a_3 = 9,0329 \cdot 10^{-3}$. În tabelul 1 sînt prezentate rezultatele calculelor efectuate pentru eroarea maximă de nelinearitate [$F_m\%$] și coeficienții b_0 și b_1 pentru dreptele de linearizare.

Comparînd rezultatele din tabelul 1 se poate observa că eroarea maximă de nelinearitate

este mai mică în cazul metodei de linearizare propuse de noi decît în cazul metodelor de linearizare cunoscute.

Bibliografie

- [1] Suzuki, K. ș.a.: *IEEE Electron Dev.*, ED-34, p. 1360, 1987.
- [2] Erler, W., Walther, L. *Elektrisches messen nicht elektrischer größen mit halbleiterwiderständen*, VEB-Verlag, Berlin, 1973.
- [3] Schubert, D., Schwabe, F., Uhling, T.: *MSR*, Berlin, vol. 31, Nr. 8, p. 341, 1988.
- [4] Pavelescu, I., Muntean, M. *Lucrările CAS'88*, p. 197, 1988.

CZ 538.5: 621.385

CIRCUIT INTEGRAT
INVESTIGARE FUNCȚIONALĂ
MICROSCOP ELECTRONIC

Tehnici calitative de investigare funcțională a C.I.

GELU VOICU, SIMONA PRISECARU * — BUCUREȘTI

Introducere

În investigarea funcționalității CI, tehnicile calitative, bazate pe fenomenul de contrast de potențial, oferă posibilitatea obținerii unor rezultate rapide, făcînd apel la un minimum de dotări tehnice. Tratînd semnalele prin prisma nivelelor logice, metodele calitative reușesc totuși ca în majoritatea cazurilor să pună în evidență problemele de funcționare incorectă a CI investigate. În funcție de natura CI investigat și a genului de informații ce sînt puse în evidență au fost dezvoltate mai multe tehnici de investigare calitativă, prezentate în continuare.

1. Contrastul de potențial static în regim de baleiaj

Aceasta este cea mai simplă tehnică de investigare și poate fi implementată pe orice SEM căruia i se pot adapta:

- un soclu pentru CI;
- conexiuni între soclu și exteriorul camerei vidate a SEM;
- surse electrice pentru polarizare CI.

Testarea nedistructivă a CI MOS presupune folosirea unui fascicul primar de energie mai mică de 3 keV (tipic 1 keV.). Folosirea unei energii mai mari face ca electronii primari să pătrundă în zona oxidului de poartă și să gene-

reze sarcini fixe, alterînd performanțele circuitului. În figura 1 este prezentată o imagine obținută în regim de contrast static de potențial pentru circuitul MMC 4049. Circuitul analizat

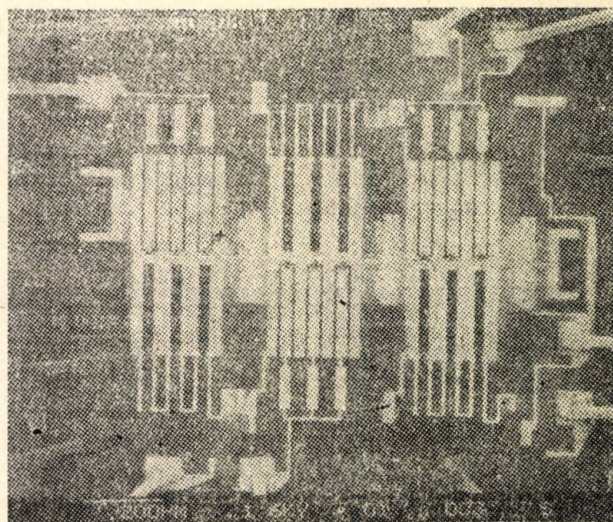


Fig. 1. Contrast de potențial static (circuitul MMC 4049).

realizează funcția de inversor și înglobează 6 blocuri funcționale identice. Configurația de polarizare a fost în așa fel aleasă încît stările logice aferente fiecărui inversor alternează, ceea ce favorizează studiul comparativ al nivelelor logice puse în evidență pe suprafața circuitului.

* Intreprinderea Microelectronica — București.

2. Contrastul de potențial dinamic în regim de baleiaj

Aplicînd dispozitivului investigat semnale cu frecvențe suficient de mici se pot urmări schimbările stărilor logice direct pe monitorul TV. Propagarea semnalelor în interiorul CI investigat poate fi studiată în timp real, cu condiția ca dispozitivul să poată funcționa la frecvența respectivă.

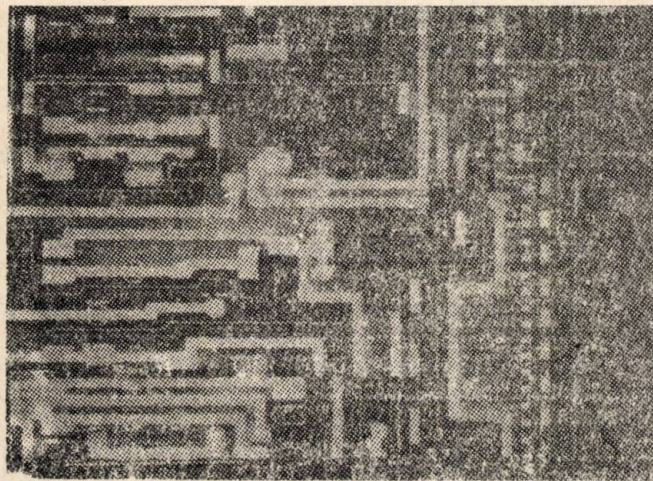


Fig. 2. Contrast de potențial dinamic (circuitul MMC 9151).

Pentru CI cu funcționare dinamică, cu frecvențe de ceas în domeniul sutelor de KHz, metoda prezentată anterior nu mai este utilizabilă, ochiul omenesc neputînd urmări schimbările stărilor logice la frecvențe mai mari de ordinul 2–3 Hz. O soluție elegantă pentru rezolvarea acestei probleme constă în convertirea frecvenței de ceas a CI investigat într-un multiplu întreg al frecvenței de baleiaj linii sau cadre a SEM. Prin această tehnică se realizează de fapt o transformare a dependenței în timp a semnalului într-un semnal desfășurat în spațiu. Analizînd imaginea din figura 2 se poate constata modul sugestiv în care apar reprezentate stările logice complementare. Evaluarea raportului existent între lățimea zonelor luminoase și a zonelor întunecate existente pe același element de circuit (traseu metalic) ne furnizează date cu privire la factorul de umplere al semnalului.

Analiza raportului existent între lățimea benzilor măsurată pe elemente de circuit disjuncte ne furnizează informații cu privire la raportul existent între frecvențele celor două semnale electrice.

Considerînd că durată de timp necesară pentru explorarea pe verticală a ecranului TV este $T = 17 \text{ ms}$, rezultă că frecvența cea mai mare existentă în imagine este de :

$$f = \frac{l}{T} n = 58,8 \cdot n \cdot \text{Hz.}$$

unde n este numărul de benzi puse în evidență pe lățimea ecranului TV.

Frecvența limită inferioară care poate fi investigată prin această metodă este dictată în ultimă instanță de necesitatea de a putea observa cel puțin un ciclu întreg, deci este de circa 50 Hz în cazul cînd se lucrează sincron cu baleiajul de cadru și 15 KHz cînd se lucrează cu baleiajul de linii.

Limita superioară de frecvență este dată de numărul de tranziții observabile pe ecran. Presupunînd că numărul maxim este de 20 perechi zone luminoase/întunecate observabile, rezultă că frecvența limită superioară este de circa 300 KHz pentru cazul cînd se lucrează sincron cu baleiajul de linii. Frecvența limită superioară a metodei este oricum mai mare decît banda de lucru a lanțului de prelucrare a informației în SEM care este limitat la circa 100 KHz.

3. Contrastul de potențial în regim stroboscopic

Analiza CI în condiții speciale de operare necesită extinderea tehnicii de investigare prin intermediul fasciculului electronic în domeniul frecvențelor înalte. Dificultățile care trebuie depășite constau în faptul că sistemul de procesare a semnalului este insuficient de rapid și raportul semnal/zgomot este prea mic. Soluția constă în adoptarea unei tehnici stroboscopice, utilizînd eșantionarea fasciculului de electroni primari. Principiul metodei stroboscopice este de a genera pulsuri ale fasciculului de electroni primari care bombardează suprafața CI cu rată de repetiție egală cu periodicitatea semnalului de comandă al CI și cu o poziție a fazei bine determinată. În acest fel se pot obține imagini cvasistatice de stări logice pentru un CI operînd la frecvențe de ordinul MHz. Modificînd diferența de fază existentă între semnalul de comandă al CI și semnalul de întrerupere al fasciculului de electroni primari se pot pune în evidență alte stări logice ale circuitului explorat. Frecvența limită superioară la care se poate ajunge prin această tehnică (sute de MHz) este limitată nu de calea de procesare a semnalului furnizat de detector ci de sistemul de eșantionare a fasciculului de electroni primari (beam blanking system) și de performanțele generatorului de impulsuri.

4. Concluzii

Tehnicile descrise anterior fac parte dintr-un program mai amplu de dezvoltare a noi tehnologii de investigare a CI-LSI aflat în curs de implementare la Întreprinderea Microelectronica.

Utilizarea lor a fost de un real folos în depănarea a o serie de circuite aflate în dezvoltare (MMC 333, MMC 9151, MMC 130 etc.).

În continuare se menționează completarea metodelor prin tehnici de prelucrare numerică a informațiilor și realizarea unei interfețe de comunicație cu sistemul de proiectare.

Program pentru analiza testabilității circuitelor digitale

RADU MĂRCULESCU, SORIN COTOFANĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Odată cu creșterea complexității circuitelor digitale, necesitatea proiectării lor pentru testabilitate devine tot mai acută. Considerarea proprietăților de testabilitate în stadiile incipiente ale ciclului de proiectare poate simplifica mult problema testării circuitelor, problema care în condițiile LSI/VLSI depășește în general posibilitățile resurselor de calcul disponibile.

Algoritmii existenți în literatura [1, 2] presupun testabilitatea ca o proprietate intrinsecă a unui circuit, bazându-se exclusiv pe topologia acestuia; acest fapt permite estimarea testabilității înaintea generării vectorilor de test. De aceea cerința majoră pentru un astfel de algoritm este de a avea o complexitate mai mică decât algoritmii folosiți pentru generarea de teste.

Lucrarea abordează problema testabilității circuitelor combinaționale din punctul de vedere al funcțiilor de cost asociate nodurilor interne, funcții ce cuantifică efortul de a controla/observa aceste noduri.

1. Calculul măsurilor combinaționale ale testabilității

Considerăm un circuit combinațional oarecare (privit la nivel de porți logice) cu intrările primare PI și ieșirile primare PO ; nodurile interne le presupunem numerotate $1, 2 \dots N$. Pentru calculul măsurilor de testabilitate asociate fiecărui nod din circuit utilizăm următorul algoritm standard [1]:

pas 1: Inițializare:

- pentru fiecare intrare PI facem $CC1(PI) = CCO(PI) = 1$;
- pentru fiecare nod intern k facem $CC1(k) = CCO(k) = \infty$;

pas 2: Calcul controlabilități:

- pornind de la PI , controlabilitățile asignate PI -urilor sunt propagate către PO ;

pas 3: inițializare:

- pentru fiecare ieșire PO facem $CO(PO) = 0$;
- pentru fiecare nod intern k facem $CO(k) = \infty$;

pas 4: Calcul observabilități:

- observabilitățile ieșirilor PO sunt propagate înapoi către intrările PI ;

Utilizând valorile obținute putem caracteriza cu ușurință testabilitatea oricărui nod k din circuit astfel:

$$\text{Testabilitatea } (k \text{ s-a-} 0) = CC1(k) + CO(k)$$

$$\text{Testabilitatea } (k \text{ s-a-} 1) = CC0(k) + CO(k).$$

Dacă după aplicarea algoritmului de mai sus, există noduri cu $CC1/CC0$ infinită, atunci acele noduri sunt 1/0 necontrolabile. Analog CO infinită este o condiție suficientă pentru neobservabilitatea respectivului nod. Acest tip de netestabilitate rezultă din existența în circuit a unor noduri neadecvat conectate fie la PI fie la PO .

2. Considerații de implementare

Algoritmul prezentat a fost implementat în PASCAL pe minicalculatoare CORAL 40xx. Informațiile referitoare la structura circuitului prelucrat sunt memorate în fișiere secvențiale, pe disc, formatul de reprezentare a datelor fiind compatibil cu sistemul de simulare logică existent în CCSIT-CE. Pornind de la aceste informații se construiește un graf echivalent al circuitului care este prelucrat în două treceri. Parcurgerea acestuia de la PI către PO actualizează controlabilitățile asociate fiecărei conexiuni din circuit; calculul observabilităților se face în baza rezultatelor anterioare prin parcurgerea grafului pornind de la PO către PI . Rezultatele analizei sunt generate sub formă tabelară și intenționăm implementarea unui postprocesor grafic.

Utilizându-se o descriere unică a circuitului atât pentru sistemul de simulare logică cit și pentru programul de analiză a testabilității, se creează premisele constituirii unui mediu de proiectare a circuitelor integrate digitale (fig. 1). În acest mod sunt puse la dispoziția proiectanților instrumente pentru simulare lo-

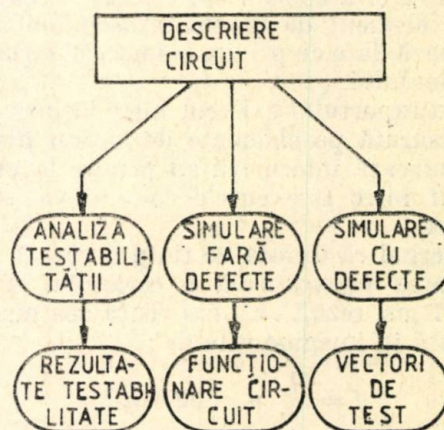


Fig. 1. Mediu de proiectare asistată de calculator a circuitelor digitale existente în CCSIT — CE.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

gică (cu sau fără defecte) și analiza testabilității într-un mediu integrat, în cadrul căruia, prin alternarea pașilor de simulare logică și analiză a testabilității se pot îmbunătăți disponibilitățile de testare ale circuitului prin reconfigurarea schemei (extra-hardware, puncte suplimentare de test), cu păstrarea funcționării corecte a acestuia.

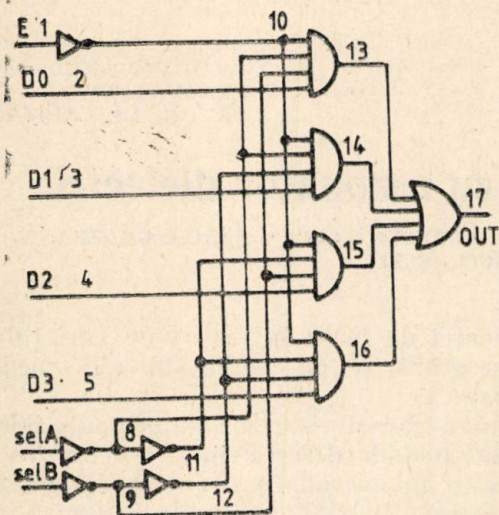


Fig. 2. Schema logică MUX 4x1;

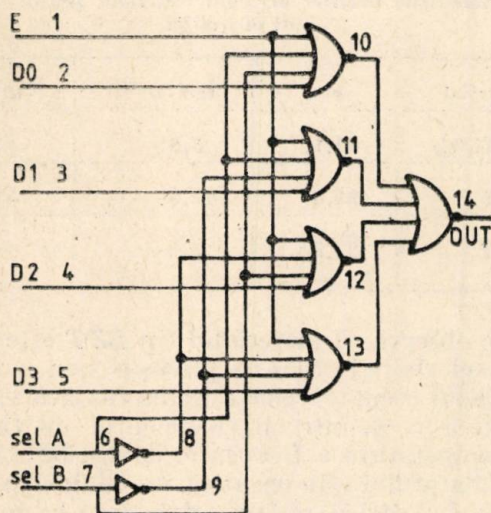


Fig. 3. Schema logică MUX 4x1 reproiectată cu porți NOR;

Pentru exemplificare considerăm un circuit multiplexor 4:1, a cărui schemă standard la nivel de porți logice este dată în figura 2. În urma prelucrărilor efectuate au fost obținute graficele din figura 4. Se observă că în principiu nodurile mai „depărtate” de *PI* sînt mai greu de controlat (nodurile 14, 16, 17), iar cele mai „depărtate” de *PO* sînt mai greu de observat. Aceasta nu este o regulă generală, deoarece

chiar și în exemplul dat nodul 16, cu toate că este mai „aproape” de *PI* decît nodul 17, are *CO* mai mare.

Proprietățile de testabilitate ale circuitului pot fi îmbunătățite prin reproiectarea schemei cu porți *NOR* (fig. 3). Circuitul rezultat are o comportare logică similară cu cel din figura 2, dar așa cum este arătat în figura 4 este mai testabil.

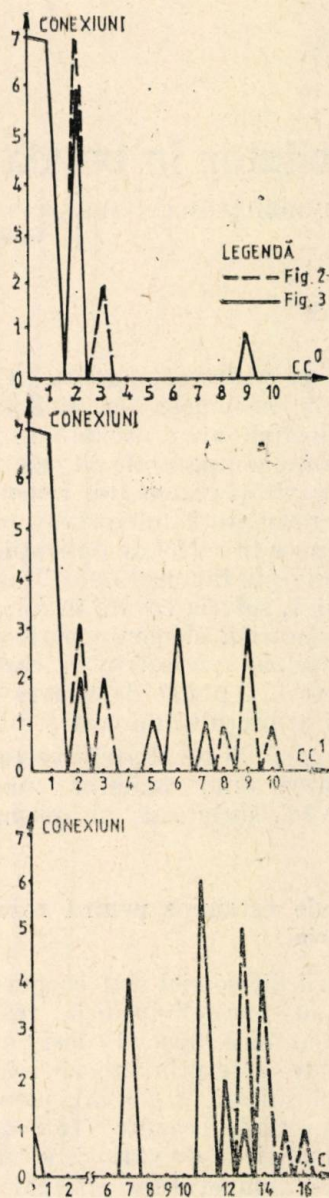


Fig. 4. Profilul testabilității circuitelor din figurile 2, 3:
a. Controlabilitatea Combinațională de zero CC^0
b. Controlabilitatea Combinațională de unu CC^1
c. Observabilitatea Combinațională CO .

3. Concluzii

Rezultatele analizei testabilității unui circuit pot fi folosite în proiectarea interactivă a circuitului în scopul creșterii testabilității, sau în generarea eficientă a programelor de test

Astfel, sînt identificate nodurile potențial necontrolabile sau neobservabile încă din faza de proiect și prin reconfigurarea topologiei circuitului proiectantul poate observa efectele acestor modificări asupra profilului testabilității. De asemenea, strategia de elaborare a programului de test poate fi ghidată de informațiile referitoare la testabilitatea unor conexiuni din circuit.

Bibliografie

- [1] Golstein, L. Controllability/Observability Analysis of Digital Circuits, IEEE CAS-26, No. 9. 1979.
[2] Fong, J. On Functional Controllability and Observability Analysis, IEEE International Test Conference 1982.

CZ 621.37.029.6

OSCILATOR MICROSTRIP
STABILITATE
FACTOR DE CALITATE

Oscilator în banda X stabilizat cu rezonator dielectric

SERGIU IORDĂNESCU *, AURELIAN DRAGOȘ GEORGESCU *, AURELIA MAXIM *, DANIEL GROZEA **, GEORGETA CĂTOIU *** — BUCUREȘTI

Introducere

Utilizarea pe scară tot mai largă a circuitelor microstrip în sistemele de radiocomunicații implică realizarea unor oscilatoare microstrip cu performanțe comparabile cu cele ale oscilatoarelor în cavități rezonante. Deoarece oscilatoarele cu rezonatori microstrip nu satisfac cerințele impuse în astfel de aplicații, în special în ceea ce privește factorul de calitate și stabilitatea termică, soluția constă în folosirea rezonatorilor dielectrice, elemente perfect compatibile cu circuitele microstrip și care prezintă avantaje nete din punct de vedere al gabariturii, masei și prețului de cost.

Lucrarea prezintă rezultatele cercetărilor privind realizarea unui oscilator microstrip cu diodă IMPATT, stabilizat cu rezonator dielectric.

1. Materiale ceramice pentru rezonatori dielectrice

Rezonatorii dielectrice sînt corpuri de formă cilindrică sau paralelipipedică, realizate din materiale ceramice special destinate acestui scop și caracterizate prin: permitivitate dielectrică relativă ridicată ($\epsilon_{RD} > 23$), pierderi dielectrice în microunde scăzute ($\text{tg } \delta < 5 \cdot 10^{-4}$ în banda X), coeficient de variație a frecvenței de rezonanță cu temperatura cît mai mic ($\tau_f < \pm 20 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$), capacitate de absorbție a apei cît mai apropiată de zero. Aceste proprietăți asigură atît un factor de calitate ridicat al circuitului rezonant cît și o bună stabilitate a

frecvenței de lucru în raport cu variațiile de temperatură și de umiditate ale mediului ambiant.

Pentru caracterizarea acestor materiale s-a utilizat metoda descrisă în [1]. S-au efectuat măsurări în microunde (9...10 GHz) asupra mai multor tipuri de materiale ceramice, rezultatele fiind date în tabelul 1.

Tabelul 1

Caracteristicile electrice ale unor materiale pentru rezonatori dielectrice

Material	ϵ_{RD}	$\text{tg } \delta (\cdot 10^{-4})$	$\tau_f (\cdot 10^{-6}/^\circ\text{C})$
BaTi ₁ O ₂₀	42,1	5,6	+88
SZT	31,6	15,5	-8
BZT	23,9	5,5	+6

Se observă că materialul tip BZT este superior celorlalte în ceea ce privește coeficientul τ_f (în cazul oscilatoarelor este necesară o valoare pozitivă a τ_f , întrucît coeficientul de variație cu temperatura a frecvenței de oscilație liberă a oscilatorului este negativ), avînd însă o constantă dielectrică relativ mică, ceea ce implică dimensiuni mai mari ale rezonatorului.

2. Structura oscilatorului

Oscilatorul microstrip stabilizat cu rezonator dielectric, a cărui structură este prezentată în figura 1, este echipat cu o diodă IMPATT tip BXY 0182 în capsulă coaxială F60.

Pentru a asigura îndeplinirea condițiilor de oscilație

$$X'_a + X'_s = 0 \text{ (de fapt } |X'_s| = |X'_a| \simeq 0 \text{)} \quad (1)$$

$$R_a + R'_s = 0, \quad R_a < 0 \quad (2)$$

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

** Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București.

*** Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — București.

(unde $Z_d = R_d + jX_d$ este impedanța văzută spre diodă în planul $A-A'$ și $Z'_s = R'_s + jX'_s$ este impedanța văzută de la diodă, în același plan, spre sarcină) și transferul maxim de

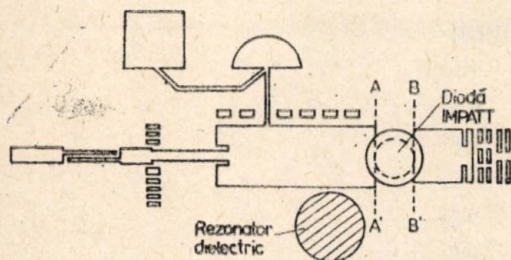


Fig. 1. Structura oscilatorului.

putere în sarcină, oscilatorul este prevăzut atit cu un segment de linie microstrip în gol, care compensează componenta reactivă X_d a diodei, cit și cu transformatoarele de impedanță ce transformă impedanța de sarcină $Z_s = R_s = 50 \Omega$ într-o rezistență $R'_s = |R_d|$; rezistența negativă a diodei IMPATT este $R_d = (-3 \dots -4) \Omega$, fiind măsurată cu metoda prezentată în [2]. Dioda este plasată între cele două plachete de substrat ceramic (alumină) pe care sînt depuse — în tehnologia straturilor subțiri — elementele de circuit microstrip menționate mai sus. Planul metallic de masă pe care sînt lipite plachetele ceramice înglobează și sistemul de fixare a diodei IMPATT (pensetă-port-pensetă), avînd și rol de radiator termic.

Lungimea segmentului microstrip în gol poate fi ajustată în limitele $5\lambda_g/16 \dots 10\lambda_g/16$ (unde $\lambda_g = \lambda_{ef}$ la $f = 10$ GHz). Cele două transformatoare de impedanță sînt realizate cu segmente de linii de lungimi $\lambda_g/4$ și respectiv $3\lambda_g/4$, cel de-al doilea fiind astfel dimensionat pentru a permite plasarea rezonatorului dielectric în vecinătatea sa, într-o poziție care să asigure cuplajul optim al rezonatorului la oscilatorul microstrip; distanțele între centrul rezonatorului și planul $A-A'$ și între circumferința acestuia și linia microstrip se determină experimental, urmărind atit îmbunătățirea caracteristicilor spectrale ale semnalului generat cit și minimizarea derivei termice a frecvenței de oscilație.

Determinarea dimensiunilor rezonatorului dielectric cilindric — care, în cazul circuitelor microstrip, lucrează în modul de oscilație TE_{018} — se efectuează cu ajutorul unui program de calcul bazat pe metoda descrisă în [3], program ce rezolvă numeric sistemul de ecuații:

$$-h \frac{J_0(hD/2)}{J_1(hD/2)} = p \frac{K_0(pD/2)}{K_1(pD/2)} \quad (3)$$

$$p^2 = k_0^2(\epsilon_{RD} - 1) - h^2 \quad (4)$$

unde J_0, J_1 și K_0, K_1 sînt funcții Bessel de speța întii, respectiv de speța a doua, de ordin zero și unu, D este diametrul rezonatorului și $k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0$.

Se alege D

$$\frac{5,4}{k_0 \sqrt{\epsilon_r}} < D < \frac{5,4}{k_0 \sqrt{\epsilon_{RD}}}$$

unde ϵ_r este constanta dielectrică a substratului de alumină. Lungimea rezonatorului se calculează cu relația:

$$L = \frac{1}{\beta} \arctg \left(\frac{\alpha_1}{\beta} \text{cth } \alpha_1 L_1 \right) + \frac{1}{\beta} \arctg \left(\frac{\alpha_2}{\beta} \text{cth } \alpha_2 L_2 \right), \quad (5)$$

unde L_1 și L_2 sînt grosimile stratului de aer dintre rezonator și capacul metallic al carcasi oscilatorului, respectiv a substratului de alumină, $\beta^2 = k_0^2 \epsilon_{RD} - h^2$, $\alpha_1^2 = h^2 - k_0^2$ și $\alpha_2^2 = h^2 - k_0^2 \epsilon_r$.

3. Rezultate experimentale

Oscilatorul microstrip cu diodă IMPATT a fost proiectat astfel încît să oscileze liber în jurul frecvenței de 10 GHz, obținîndu-se un nivel de semnal de 56,2 mW la $f_0 = 9839,91$ MHz, pentru un curent de polarizare $I_D = 25$ mA, coeficientul de variație a frecvenței de oscilație liberă cu temperatura fiind $\tau_{f_0} = -61 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, în timp ce variația de frecvență în raport cu polarizarea a fost $df/dI_D = 0,8$ MHz/mA.

Cele mai bune performanțe s-au obținut folosind un rezonator dielectric tip BZT ($D = 6,36$ mm, $L = 3,89$ mm), avînd centrul plasat la cca. $\lambda_g/4$ de planul $A-A'$ și circumferința la 0,2 mm de marginea liniei microstrip: $\tau_f = +2 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, $df/dI_D = 0,08$ MHz/mA precum și o îmbunătățire spectaculoasă a spectrului, nivelul de semnal fiind 23,7 mW la $f = 9855,12$ MHz.

Performanțe acceptabile au rezultat și în cazul folosirii unui rezonator dielectric SZT ($D = 5,12$ mm, $L = 4,35$ mm): $\tau_f = -2,5 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, $df/dI_D = 0,22$ MHz/mA, nivelul de semnal fiind 49,5 mW la $f = 9991,35$ MHz.

În figura 2 sînt prezentate variațiile densităților spectrale de putere ale semnalelor furnizate de oscilatorul nestabilizat și de oscilatorul stabilizat cu rezonator tip BZT. Caracteristica spectrală a oscilatorului stabilizat cu rezonator tip SZT este practic identică cu aceea tip BZT (în cazul unei rezoluții a analizatorului de spectru de 0,5 MHz/div., banda filtrului fiind de 10 kHz).

În figura 3 sînt prezentate variațiile densităților spectrale de putere normalizate pentru cele trei variante de oscilatoare (rezoluția analizorului fiind 10 kHz/div., pentru o bandă a filtrului de 1 kHz, prin calcul efectuindu-se

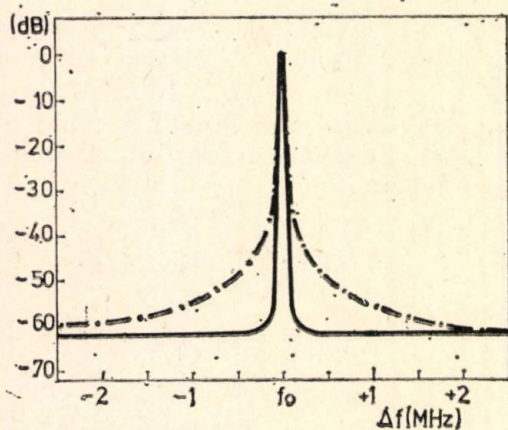


Fig. 2. Densitatea spectrală de putere:

- oscilator nestabilizat;
- oscilator stabilizat cu rezonator dielectric tip BZT.

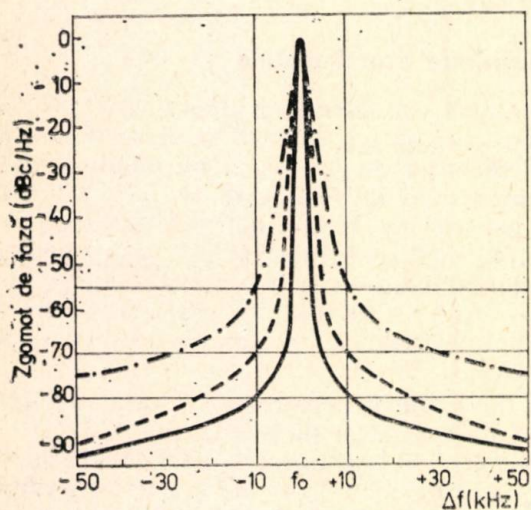


Fig. 3. Densitatea spectrală de putere de zgomot normalizată:

- oscilator nestabilizat
- oscilator stabilizat cu SZT
- oscilator stabilizat cu BZT

reducerea benzii la 1 Hz), punînd în evidență densitatea spectrală de putere de zgomot normalizată (zgomot de fază) la 10 kHz de purtătoare; se observă o îmbunătățire a caracteristicii de zgomot cu 15 dB (SZT), respectiv 25 dB (BZT).

În figura 4 sînt prezentate diagramele de variație a frecvenței (a) și puterii (b) semnalelor furnizate de cele trei variante de oscilatoare, în raport cu variația curentului de polarizare, diagrame ce scot în relief importanța utilizării unor rezonatori dielectrici cu factori de calitate ridicați.

Folosirea rezonatorilor dielectrici conduce și la o îmbunătățire spectaculoasă a stabilității frecvenței de oscilație în raport cu variația impedanței de sarcină a oscilatorului; în timp

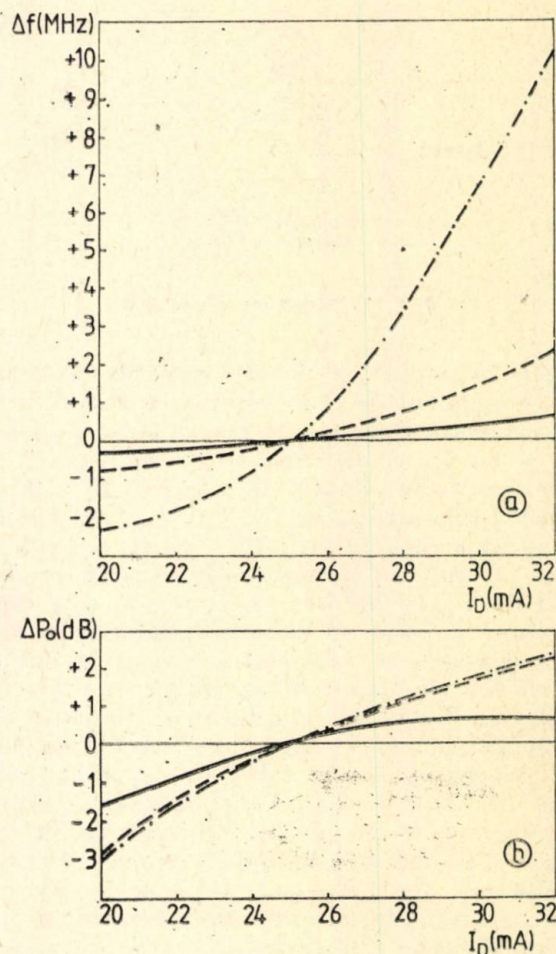


Fig. 4. Dependința frecvenței (a) și puterii (b) oscilațiilor în funcție de curentul de polarizare:

- oscilator nestabilizat
- - - oscilator stabilizat cu SZT
- oscilator stabilizat cu BZT

ce variația de frecvență pentru un raport de undă staționară 2:1 (față de 50 Ω) este de -40 MHz la oscilatorul nestabilizat, în cazul stabilizării cu rezonator dielectric această variație scade la -6,6 MHz (SZT), respectiv +2,8 MHz (BZT).

În tabelul 2 sînt sintetizate performanțele celor trei tipuri de oscilatoare microstrip cu diodă IMPATT.

Interesant de menționat faptul că s-au obținut performanțe acceptabile cuplînd în mod diferit (cu centrul la cca. $\lambda_g/2$ de planul A-A') un rezonator dielectric de BaTi₃O₂₀ ($D = 5,07$ mm, $L = 2,63$ mm): $\tau_f = +11,5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, $df/dI_D = 0,15$ MHz/mA, îmbunătățirea spectrului fiind clară, dar nu așa pronunțată ca în cazul rezonatorului tip BZT: faptul că frecvența de

Tabelul 2

Performanțele electrice ale oscilatoarelor

Tipul oscilatorului	f_0 (MHz)	τ_f ($\cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	df/dI_D (MHz/mA)	Δf (SWR 2: 1) (MHz)	Zgomot de fază la 10kHz de purt. (dBc/Hz)	Aten. arm. II (dBc)
Nestabilizat	9839,91	-61	+0,8	-40	-55	17
SZT	9991,35	-2,5	+0,22	-6,6	-70	17,5
BZT	9855,12	+2,0	+0,08	+2,8	-80	19,5

oscilație forțată a fost în acest caz de 9965 MHz, cu 140 MHz mai mare decît cea pentru care a fost dimensionat rezonatorul, duce la concluzia că rezonatorul a fost excitat pe un mod superior modului TE_{018} .

4. Concluzii

A fost pusă în evidență posibilitatea realizării — cu materiale produse în țară — a unor oscilatoare microstrip cu performanțe comparabile cu cele ale oscilatoarelor în cavități rezonante. Îmbunătățirea performanțelor este

direct dependentă de optimizarea caracteristicilor materialelor ceramice pentru rezonatori dielectrici.

Bibliografie

1) Iordănescu, S. ș.a.: Caracterizarea materialelor ceramice pentru rezonatori dielectrici în microunde. În: Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare, CAS-88, p. 385, Sinaia, oct. 1988.
[2] Iordănescu, S., Corici, A., Ioachim, A.: Amplificator de putere cu diodă IMPATT în structură microstrip. În: Conferința Anuală de Semiconductoare, CAS-82, Timișu de Sus, oct. 1982.
[3] Kajfez, D.: Elementary Functions Procedure Simplifies Dielectric Resonators Design. În: Microwave System News, vol. 12, nr. 6, 1982, p. 133.

CZ 538.5:658. 5. 536

CIRCUITE INTEGRATE
FIABILITATE
CĂLDURĂ UMEDĂ

Evaluarea fiabilității circuitelor integrate la funcționarea în condiții de căldură umedă

MARIUS BĂZU *, RODICA PLUGARU *, ANCA STOICA * MIHAI TĂZLĂUANU *, LUCIAN GĂLĂȚEANU *, VIRGIL ILIAN * — BUCUREȘTI

Introducere

În condițiile actuale ale lărgirii gamei de aplicații industriale ce utilizează componente semiconductoare, determinarea nivelului de fiabilitate al componentelor care funcționează în anumite condiții mecano-climatice a devenit o problemă de maximă importanță. Avînd în vedere condițiile diverse în care funcționează componentele la diferiți utilizatori, nu se pot efectua determinări experimentale pentru fiecare condiție de lucru, impunîndu-se necesitatea modelării influenței factorilor mecano-climatici asupra fiabilității componentelor. În lucrare se prezintă rezultatele obținute pentru factorul climatic căldură umedă, referitoare la funcționarea CI încapsulate în plastic. Vor fi precizate

limitele de stress între care este valabil modelul propus, se va trasa curba $\lambda(t)$ pentru diferite condiții T , H , B și se vor prezenta condițiile în care se recomandă utilizarea unui program de selecție.

1. Rezultate experimentale

CI — amplificatoare operaționale încapsulate în TO 116 au fost supuse unor teste de funcționare la temperatură ridicată și umiditate, în condițiile: 85°C/85%, 60°C/95%, 40°C/95%. Toate dispozitivele defectate în încercări au fost analizate, identificîndu-se populațiile corespunzătoare fiecărui mecanism de defectare (MD). MD dominant a fost coroziunea metalizărilor de aluminiu, cu o repartiție lognormală în timp a defectărilor. Pentru determinarea din datele experimentale a parametrilor t_m și σ ai acestei repartiții, s-a realizat liniarizarea dependenței de timp a funcției de fiabilitate, $R(t)$, urmînd

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

ca din parametrii dreptelor de interpolare pentru datele experimentale (timpii de defectare) să se calculeze t_m și σ . Toate aceste operații s-au realizat cu ajutorul unui program numeric cu dialog iterativ cu operatorul.

În continuare, pentru modelarea efectului căldurii umede asupra fiabilității CI în funcționare s-a utilizat o dezvoltare a relației Arrhenius :

$$R = R_0 \cdot \exp(-Q/kF), \quad (1)$$

în care

$$F = T_{amb} + r_{th\ j-a} \cdot P_d + \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot U_i^{\beta_i}, \quad (2)$$

unde U_i este factorul de stress (umiditate, în cazul studiat), k este constanta Boltzmann, iar α_i și β_i sînt constante ce se determină din datele experimentale. Se observă că pentru $U_i = 0$ relația (2) se reduce la relația Arrhenius, iar pentru $\alpha_i = \beta_i = 1$ se obține modelul Hakim-Reich [1].

Determinarea energiei de activare Q și a constantelor α_i și β_i permite definirea completă a modelului. În cazul CI studiate s-au obținut valorile :

Tabel 1

Mecanism de defectare	t_m	σ	α_i	β_i	$Q(\text{eV})$
Mortalitatea infantilă (MI)	10^2	0,8	0	0	0,31
Coroziunea metalizărilor (CM)	10^4	1,4	1	1	0,64

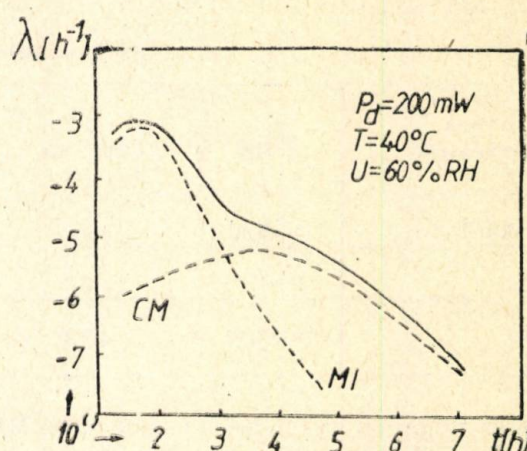


Fig. 1. $\lambda(t)$ pentru cele două mecanisme de defectare (MI – mortalitatea infantilă și CM – coroziunea metalizărilor) și pentru lotul de dispozitive (CI – amplificatoare operaționale încapsulate în TO 116).

Rata de defectare a unui lot de dispozitive se calculează prin însumarea ratelor de defectare determinate pentru fiecare mecanism de defectare. În figura 1 s-au reprezentat curbele $\lambda(t)$ pentru fiecare mecanism de defectare și pentru lotul de dispozitive, iar în figura 2 sînt reprezentate curbele $\lambda(t)$ pentru diferite condiții climatice : a) $T = \text{constant}$, $U = \text{variabil}$, b) $T = \text{variabil}$ și $U = \text{constant}$.

2. Discuții și concluzii

Din analiza reprezentărilor grafice din figura 2 rezultă limitele în care pot fi variate condițiile climatice (temperatură și umiditate) astfel încît modelul să rămînă valabil și să se poată proiecta încercări accelerate echivalente. La creșterea temperaturii, defectările prin MI cresc în prima perioadă de funcționare. Este posibilă elimina-

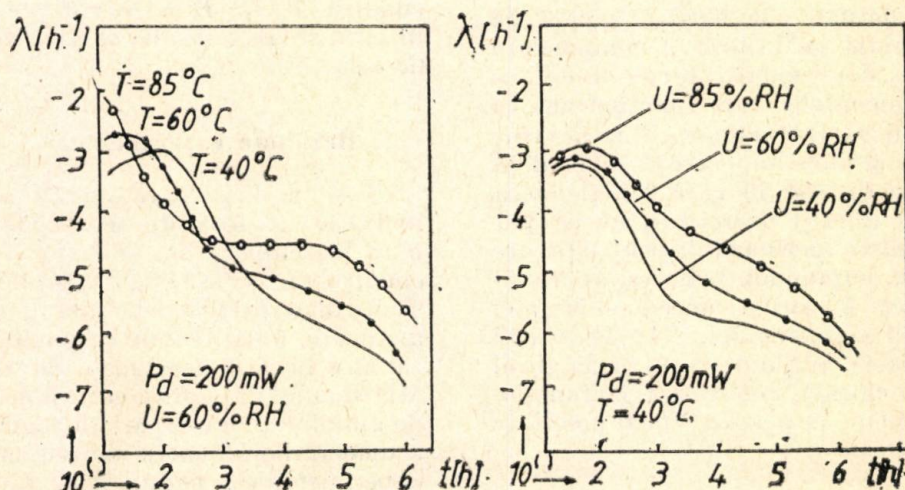


Fig. 2. $\lambda(t)$ a lotului de dispozitive (CI – amplificatoare operaționale încapsulate în TO 116) pentru diferite condiții climatice.

rea acestui tip de defectare prin una din următoarele încercări echivalente :

$$\begin{aligned} T &= 40^{\circ}\text{C}, U = 60\%, t = 1000 \text{ h}, \\ T &= 60^{\circ}\text{C}, U = 60\%, t = 500 \text{ h sau} \\ T &= 85^{\circ}\text{C}, U = 60\%, t = 100 \text{ h}. \end{aligned}$$

Avantajele îmbătrânirii accelerate la o temperatură mai ridicată trebuie analizate în contextul defectărilor prin cel de-al doilea mecanism de defectare — CM.

Valoarea de la care umiditatea devine factor de accelerare semnificativ este $U = 60\%$. Din

figura 2 se observă că umiditatea nu afectează mortalitatea infantilă, accelerând numai coroziunea metalizărilor.

Cu ajutorul modelului propus se poate proiecta o încercare accelerată de funcționare la $T = 85^{\circ}\text{C}$ și $U = 85\%$, pentru estimarea rapidă a nivelului de fiabilitate al CI care funcționează în mod normal la $T = 40^{\circ}\text{C}$ și $U = 60\%$.

Bibliografie

[1] Lycoudes, N.: Solid State Technology, 21, p. 159, 1978.

CZ 651.9

ORIENTARE DUPĂ FLAT
TRADUCTOR OPTIC
AUTOCOLIMARE

Traductor pentru centrarea și orientarea FLAT-ului la pachetele de siliciu

TOMA ȘERBAN *, VICTOR GHIORDĂNESCU **, MIHAI VODĂ **, GABRIELA POPESCU *, E. ȘTEFĂNESCU *,
ADRIAN GRIGORE *, PETRIA GRIGORIU * — BUCUREȘTI

Introducere

Tehnologia actuală de fabricație a plachetelor de siliciu necesită ca înaintea efectuării unor operații (măsurare de grosime și rezistivitate, controlul calității suprafeței și planeității, inscripționare etc.) plachetele să fie centrate și orientate după flat. Sint puține firmele care realizează echipamente automate destinate acestor operații esențiale pentru producția de plachete semiconductoare. Unele dintre aceste firme aleg pentru centrare soluția cu 6 poziționeri așezați echidistant pe circumferința unui cerc [1, 2] și pentru orientarea flat-ului adoptă soluția capacitivă [3] sau cu detectoare cu dispozitive cu cuplaj de sarcină (CCD) [4].

În această lucrare este prezentat un traductor optic original pentru centrarea și orientarea flat-ului la plachetele de Si care are o precizie de centrare (0,1 mm) și un timp de execuție cumulat pe ambele operații (5 s) similare cu cele ale firmelor străine care realizează astfel de echipamente.

1. Traductorul de centrare

Traductorii optici existenți sesizează poziția marginii plachetei după modificarea intensității unui fascicul de lumină reflectat de fața superioară a plachetei. Ei nu pot fi folosiți decât pentru plachete cu fața superioară polizată a

căror margine nu prezintă nici un defect ce modifică reflexia luminii.

În cele ce urmează se descrie o soluție constructivă bazată pe autocolimare, ce nu prezintă acest dezavantaj, a cărei schemă optică este prezentată în figura 1.

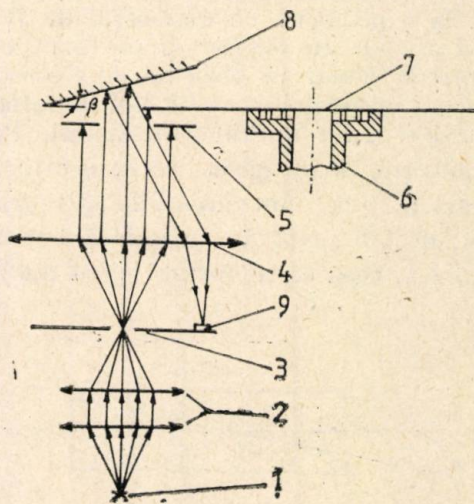


Fig. 1. Schema optică a montajului experimental bazat pe autocolimare.

Lumina de la un bec de microscop, 1, este concentrată de un obiectiv de microscop, 2, pe deschiderea circulară, 3, ce se găsește în focalul lentilei, 4. Fasciculul colimat obținut este limitat de o fantă dreptunghiulară, 5, cu laturile mari orientate spre centrul pensetei cu vid, 6, și după ce este parțial atenuat prin obturarea produsă de marginea plachetei, 7, se reflectă pe oglinda plană, 8. Planul oglinzii,

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

** Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București.

este înclinat cu unghiul α față de planul perpendicular pe direcția fascicului, astfel încât după ce străbate din nou, în sens opus, lentila 4, fasciculul se concentrează pe fotodioda, 9, situată lângă deschiderea circulară. Pentru o plachetă centrată, rotirea plachetei nu modifică suprafața obturată a fantei și semnalul dat de fotodiodă rămâne constant în orice poziție, cu excepția porțiunii cu flat. Pentru o plachetă descentrată gradul de obturare a fantei, și deci semnalul de la fotodiodă variază în limite cu atât mai mari cu cât placheta e mai descentrată. Figura 2 (a) ilustrează o plachetă perfect centrată, iar figurile 2(b) și 2(c) arată plachete

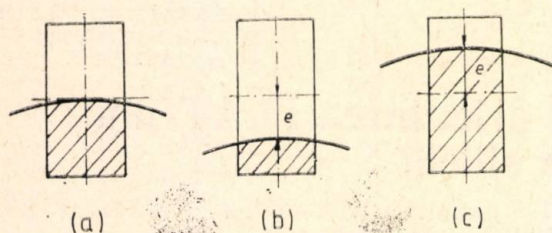


Fig. 2. Poziționarea fantei pentru operația de centrare a plachetei:

- a) plachetă perfect centrată,
b) și c) plachete necentrate cu excentricitate „e”.

necentrate cu excentricitatea „e”. Sensibilitatea traductorului de centrare a fost determinată comparând valoarea descentrării mecanice măsurată la o plachetă cu diametrul de 76 mm prin vizare cu un microscop prevăzut cu un micrometru ocular în pozițiile de descentrare extremă și măsurând curenții dați de fotodiodă cu ajutorul unui multimetru digital. Pentru exemplificare, s-au găsit la descentrări ale plachetei de $\pm 0,1$ mm curenți de 1,65 respectiv 1,8 μA , deci o plajă de variație a curentului de 0,15 μA , ceea ce reprezintă circa 8,6% din

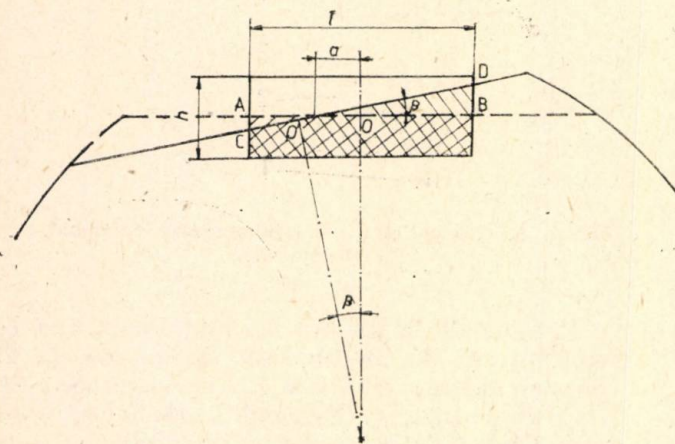


Fig. 3. Poziția flat-ului față de fantă:
Poziția AB: flat paralel cu latura mare a fantei
Poziția CD: flat dezorientat cu unghiul „ β ”.

semnalul măsurat. Măsurările în condiții de laborator au avut o reproductibilitate de $\pm 0,006$ mm și o precizie mai bună de 0,01 mm.

2. Traductorul de orientare flat

Orientarea flat-ului se face întotdeauna după centrarea plachetei. Montajul experimental este același ca la traductorul din figura 1 cu deosebirea că fanta este orientată cu latura mare perpendicular pe raza plachetei. Deosebirea de funcționare constă în modul de obturare a fantei de către marginea flat-ului. Obturarea minimă (semnal maxim la fotodiodă) are loc când flat-ul are direcția paralelă cu latura mare a fantei, așa cum se vede în figura 3. Pentru o rotație a flat-ului cu unghiul β , în oricare sens se produce o mărire ΔS a ariei obturate de plachetă, egală cu $\Delta S = al \operatorname{Tg} \beta$, unde l este lungimea fantei și a este distanța OO' (fig. 3). Calculele arată că semnalul dat de fotodiodă este simetric în raport cu valoarea maximă de la $\beta = 0$ și scade neliniar după o dependență pătratică în funcție de unghiul de rotație, având forma unei parabole cu vârful în sus. În vederea verificării calculelor a fost realizat un montaj experimental special pe care s-au montat plachete cu diametrul de 76 mm. Pentru a repera direcția flat-ului s-a folosit un fascicul de la un laser He—Ne. În acest scop pe plachete s-au lipit oglinzi plane din sticlă. Oglindile erau orientate paralel pe direcția flat-ului, în centrul plachetelor. Reperarea direcției flat-ului s-a făcut urmărind pe un ecran gradat poziția spotului de la fasciculul laser reflectat de oglinda plană. În timpul măsurărilor, placheta centrată a fost fixată pe penseta cu vid și rotită manual, ceea ce asigură o precizie de citire a unghiului de $0,05^\circ$. Fără dispozitivul de citire a unghiului de citire a unghiului dictată de pasul motorului și de mecanismul de demultiplicare ar fi fost de $0,45^\circ$.

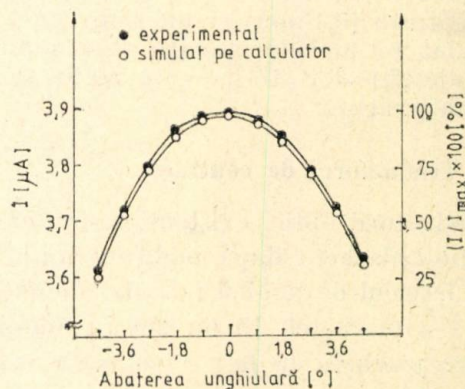


Fig. 4. Curbe experimentale și simulate pe calculator care reprezintă curentul de la fotodiodă în funcție de unghiul de rotație al plachetei fixate pe penseta cu vid. Ungiul zero corespunde plachetei cu flat perfect aliniat.

Curbele experimentale curent fotodiodă — unghi de rotație au o formă parabolică în conformitate cu cele calculate, după cum se vede în exemplul din figura 4. Neliniaritatea răspunsului traductorului a fost exploatată pentru a mări precizia lui. Parametrii parabolei (în speță poziția virfului) au fost determinați pe calculator prin metoda celor mai mici pătrate. Simulările noastre au arătat că în acest scop sînt suficiente doar patru citiri. Precizia maximă se obține cînd citirile sînt distanțate la $1,35^\circ$ ($3 \times 0,45^\circ$) și este cuprinsă între $0,01^\circ$ și $0,05^\circ$.

3. Traductorul combinat de centrare-orientare flat

Întrucît cele două traductoare au o construcție identică, cu excepția fantei, cele două funcțiuni ale traductorului pot fi reunite într-o singură construcție. Pentru aceasta s-a folosit o fantă specială în formă de „T”, porțiunea verticală lucrînd pentru operația de centrare, iar cea orizontală pentru cea de orientare flat. Pe utilaje urmează să fie folosit tocmai acest traductor combinat de centrare-orientare flat. În etapa următoare se va trece la completarea

traductorului cu partea ce trebuie să realizeze amplificarea semnalului, interfața cu calculatorul și software-ul.

4. Concluzii

Traductorul combinat de centrare-orientare flat este realizat în întregime cu piese din țară. El poate fi adaptat atît pentru dimensiunile de plachetă cu diametrul de 76, 100, 125, 150 cît și 200 mm prin schimbarea fantei și a poziționării în raport cu centrul pensetei cu vid. El nu vine în contact mecanic cu fața plachetei, nu este sensibil la cîmpurile electrice și magnetice și satisface perfect cerințele de precizie și reproductibilitate impuse. Funcționarea traductorului este rapidă și poate fi complet automatizată. El funcționează și pentru plachete nepolizate sau cu imperfecțiuni de polizare pe margini.

Bibliografie

- [1] *** Cybec Systems, Prealigner Model 2800.
- [2] *** Convac, Module Series 8000.
- [3] *** E. S. Scott, ADE Corporation, „Automatic Wafer Characterization”.
- [4] *** Micro-Controlle, Basics 200 — Robotic Wafer Handler.

abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

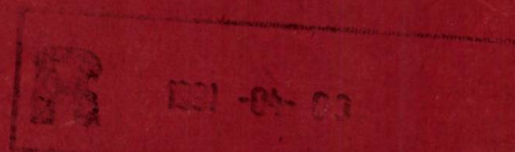
Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică UNIVERSUL
București, str. Brezoianu nr. 23-25, cd. 2052



1901 MAR 27

E 2040

E 17



REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 2 • Iunie 1990

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 34

Nr. 2

iunie 1990

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.315.68: 661.6

SILICIU

JONCTIUNE

CURENT INVERS

Obreja, V.: Asupra componenței de suprafață a curentului invers în joncțiunii pn semiconductoare.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 45
Sînt prezentate date experimentale referitoare la dependența de temperatură a curentului invers pentru joncțiuni pn cu siliciu mesa și planare. Aceste date susțin preponderența componenței de suprafață a curentului invers în joncțiunile pn cu siliciu realizate în stadiul actual al tehnologiei.

CZ 621.383

CELULA SOLARĂ CU GRILĂ

VITEZA DE RECOMBINARE LA SUPRAFAȚĂ

MODELUL BIDIMENSIONAL ANALITIC

Căldăraru, Fl. ș.a.: Despre semnificația vitezei de recombinare la suprafață în modelul bidimensional fotovoltic.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 46
Lucrarea demonstrează, în cadrul unui model bidimensional fotovoltic original, că viteza de recombinare la suprafața celulei solare cu grilă nu determină scăderea curentului fotogenerat sau a tensiunii de circuit deschis, ci numai distribuția internă a purtătorilor minoritari și a fluxurilor acestora.

CZ 621.385: 539.1

DIODE CU AVALANȘĂ DE SILICON

IRADIERE CU NEUTRONI

CARACTERISTICI ELECTRICE

Halmăgean, E. ș.a.: Asupra comportării cu avalanșă controlată în condițiile unor factori de stress: iradiere cu neutroni și iradiere γ .

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990 p. 48
Lucrarea prezintă comportarea diodelor cu avalanșă controlată (tip DIA8, producător IPRS-Băneasa), după iradiere gama, doze cuprinse în domeniul $10^4 \dots 10^7$ rads și după iradiere cu neutroni rapizi, fluente cuprinse în domeniile $10^{12} \dots 10^{13}$ cm⁻². Sînt discutate modificările caracteristicilor electrice. Studiul poate fi util proiectanților de echipamente electronice destinate centralelor nucleare-electrice.

CZ 686.4: 621.316: 535.14

METALIZARE

CONTACTARE

IRADIERE LASER

BARIERA DE DIFUZIE

Crăciun, V. ș.a.: Comportarea TiN obținut prin iradierea laser cu barieră de difuzie în metalizarea cu Al și Si.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 51
Creșterea densității de integrare și scalarea corespunzătoare a adîncimii joncțiunilor utilizate face necesară găsirea unor tehnologii noi de contactare a dispozitivelor. Cercetările se orientează spre structuri complexe care asigură rezistențe de contact scăzute cu protecția joncțiunilor la scurtcircuitare.

Lucrarea prezintă o astfel de cercetare, prin care s-a obținut o structură TiN/TiSi₂ într-o singură etapă, prin iradierea cu un laser cu excimeri într-o atmosferă de N₂, structură care constituie o bună barieră de difuzie între Al și Si.

CZ 659.14: 669.1

DIFUZIE

STICLA DE FOSFOR

MASCARE

Ohanesian, M. ș.a.: Structuri multistrat pentru mascarea locală eficientă a difuziilor din sticlă de fosfor.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 54
Este propusă o nouă structură de mascare pentru eliminarea penetrării locale a sticlei de fosfor către suprafața siliciului în timpul difuziilor.

Această structură este compusă din trei straturi: (i) un strat de SiO₂ pentru pasivarea suprafeței siliciului; (ii) un strat de barieră din poli Si sau Si₃N₄ (iii) un strat de SiO₂ de sacrificiu. Eficiența de mascare a noii structuri este comparată cu cea a unui strat simplu de SiO₂ prin: (i) decorarea electroforetică a porilor deschiși în stratul de mascare; (ii) revelarea cristalografică a defectelor n⁺ din Si; (iii) măsurarea tensiunilor de străpungere a diodelor cu poartă.

CZ 621.317: 535.8

CUPLOARE OPTICE

REJECTIA SEMNALELOR DE MOD COMUN

FACTOR DE TRANSFER

Căldăraru, M. ș.a.: Optimizarea cuploarelor optice pentru maximizarea rejectiei pe mod comun.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 56
Lucrarea prezintă performanțele de rejectie a semnalelor parazite de mod comun pentru mai multe tipuri de cuploare optice de viteză. Se analizează principalii parametri tehnologici de structură și încapsulare care influențează rejectia semnalelor de mod comun și factorul de transfer în curent. Pe baza acestei analize se determină profilul tehnologic, modul de încapsulare și schema de utilizare.

CZ 621.3.015

STABILIZATOR DE TENSIUNE

STABILIZATORI DE SARCINĂ

STABILIZATOR DE INTRARE

Stănescu, C. ș.a.: ROB 78 LXX — Familia de circuite integrate stabilizatoare pentru tensiuni pozitive.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 58.
Articolul se referă la problemele legate de proiectarea și realizarea familiei de circuite integrate stabilizatoare pentru tensiuni pozitive, cu 3 terminale, ROB 78 LXX, circuite capabile să livreze un curent de ieșire de 100 mA și o tensiune între 5 și 24 volți în 8 variante.

CZ 681.3: 681.326

ANALIZOR LOGIC

MENIU INTERACTIV

APARAT PROGRAMABIL

Caprini, A. ș.a.: Facilitățile unui analizor logic programabil în testare automată a sistemelor digitale.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 59
Lucrarea sintetizează posibilitățile de utilizare în sisteme automate de testare, oferite de un analizor de stări logice performant, complet programabil prin interfețele de comunicație standard CEI 625 și RS 232 C.

CZ 621.375: 681.17

AMPLIFICATOR DE EMISIE ȘI DE RECEPTIE

CONTROLUL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII

Mărgărit, M. ș.a. Topologii de circuit specifice în circuite integrate, de convorbire telefonică — ROB 285 și ROB 1060.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 61
Lucrarea prezintă principiile de funcționare ale amplificatoarelor de convorbire. De asemenea, sînt descrise blocurile funcționale din circuitele de convorbire telefonică ROB 285 și ROB 1060: amplificatoarele de emisie și de recepție blocul AGC (Automatic Gain Control) și giratorul.

CZ 658.52: 621.3

MICROCALCULATOR MIND

AUTOMATIZĂRI

TRANSPORTURI ȘI TELECOMUNICAȚII

Rotaru, G. ș.a. Microcalculator modular cu destinație industrială.

E.E.A.—*Automatica și electronica 34*, nr. 2, iunie 1990, p. 63
MIND este un microcalculator modular, de aplicație, configurabil de către utilizator în funcție de cerințele acestuia, realizat cu circuite integrate din familia MMN 80 și CMOS seria 400 B.

Fiecare funcțiune este implementată pe module specifice, conectate pe o magistrală unică tip STD EX CMOS.

CZ 621.385:537.3

MOBILITATE
RECOMBINARE AUGER
DIODE PIN

Müller, A. ș.a.: Mobilitatea purtătorilor minoritari și recombinarea Auger în siliciu p⁺ puternic dopat. E.E.A.—Automatica și electronica 34, nr. 2, iunie 1990, p. 64
Mobilitatea purtătorilor minoritari și recombinarea AUGER au fost determinate folosind diode PIN cu bază subțire ca structuri de test. Din analiza teoretică și experimentală a diodelor PIN cu bază subțire și emitor transparent a fost determinată mobilitatea electronilor minoritari.

$$\mu_n P = \mu_n^n \exp(-\alpha \Delta E_g / kT) \text{ unde } \alpha = 0.35$$

Din analiza diodelor PIN cu emitor cuasitransparent s-a determinat coeficientul AUGER: $C_p = 3 \times 10^{-32} \text{ cm/s}^6$, o valoare de trei ori mai mică decît cea raportată anterior.

CZ 621.385:621.396

DIODE SCHOTTKY CU GaAs
CHARACTERISTICA C-V

Voinigescu, S. ș.a.: Tehnici de caracterizare pentru dioda Schottky dopate neuniform. Teorie și Experiment. E.E.A.—Automatica și electronica 34, nr. 2, iunie 1990, p. 68
Lucrarea descrie tehnicile teoretice și experimentale folosite în mod curent în laboratorul de microunde din ICEE pentru caracterizarea diodelor de microunde cu barieră Schottky pe Galiu-Arsen realizate în institut. Se are în vedere faptul că analiza diodelor Schottky reprezintă un instrument deosebit de folositor în caracterizarea proceselor tehnologice implicate în realizarea acestora.

CZ 621.385:537.1

MICROSCOP ELECTRONIC
ELECTRONI SECUNDARI
ANALIZOR DE ENERGIE

Manea, D. ș.a.: ELMAP. Program de modelare și simulare a unui analizor de energie a electronilor secundari în SEM E.E.A.—Automatica și electronica 34, nr. 2, iunie 1990, p. 71
Lucrarea de față prezintă rezultatele oferite de un program de modelare și simulare a analizoarelor de energie a electronilor secundari destinate a fi folosite ca parte integrantă a unui sistem de măsură a potențialelor pe suprafața structurilor de circuit integrat, într-o tehnică de investigare funcțională bazată pe utilizarea microscopului electronic.

CZ 537.1:629.113:621.3

ELECTRONICA AUTO
ALGORITM
ECHIPAMENT

Bușe, M. ș.a.: Algoritm și echipament pentru caracterizarea circuitelor integrate ROB 8140, utilizate în reglatoarele auto de tensiune.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, nr. 2, iunie 1990, p. 73
Lucrarea prezintă un algoritm simplu și original, precum și un echipament adecvat caracterizării circuitelor integrate ROB 8140, utilizate în reglatoarele auto, precum și a reglatoarelor propriu-zise. Ideea principală se referă la determinarea intervalului continuu de existență a divizorului rezistiv care asigură funcționarea regulatorului în ecarterile prescrise pentru cele 5 praguri de schimbare a regimului de lucru.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂTRÎNĂ; dr. ing. V. BUNEA; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEONICĂ; academician M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HANGĂNUT; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂȘESCU, redactor responsabil.

Redactor principal: VIORICA ANASTĂȘESCU

Tehnoredactor: GABRIELA MÎRCAN

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.315.63:661.6

КРЕМНИЙ
СОЕДИНЕНИЕ
ОБРАТНЫЙ ТОК

Обреза, В.: О поверхностном составе обратного тока при полупроводниковых переходах.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, № 2, июнь 1990г., стр. 45

Представляются экспериментальные данные о зависимости от температуры обратного тока для переходов типа с кремнием масса и планирование. Эти данные подчеркивают преобладание поверхностной составляющей обратного тока при переходах типа n—p с кремнием, созданных в настоящей стадии технологии.

УДК 621.383

СОЛНЕЧНЫЙ СЕТЕВОЙ ЭЛЕМЕНТ
СКОРОСТЬ ПОВЕРХНОСТНОЙ РЕКОМБИНАЦИИ
АНАЛИТИЧЕСКИЙ ДВУХМЕРНЫЙ МОДЕЛЬ
Калдарару, Ф. и др.: О значению скорости поверхностной рекомбинации при фотовольтаической двухмерной модели.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, № 2, июнь 1990г., стр. 46

В работе доказывается, при помощи фотовольтаической двухмерной модели оригинальной, что скорости поверхностной рекомбинации солнечного сетевого элемента не ведет к снижению фотогенерированного тока или напряжения разомкнутой цепи, а только к внутреннему рассеяния неосновных носителей и их потоков.

УДК 621.385:539.1

ДИОД С ЛАВИНОЙ СИЛИКОНА
ОБЛУЧЕНИЕ НЕЙТРОНАМИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Халмэзеан, Е. и др.: О поведении с контролируемой лавиной в условиях коэффициентов стресса: облучение нейтронами и облучение.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, № 2, июнь 1990г., стр. 48

В работе представляется поведение диодов с контролируемой лавиной а типа D 1A8, изготовитель ИПРС Бэняса), после гамма облучения, дозами в области $10^4 \dots 10^7 \text{ C. рад}$ и после облучения быстрыми нейтронами, ритмичностью в областях $10^{12} \dots 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. Обсуждены изменения электрических характеристик. Работа выгодна для проектировщиков электронной аппаратуры, предназначенной для атомных электростанций.

УДК 686.4:621.316:535.14

МЕТАЛЛИЗАЦИЯ
ПРИКОСНОВЕНИЕ
ЛАЗЕРНОЕ ОБЛУЧЕНИЕ
ДИФФУЗИОННЫЙ БАРЬЕР

Крэчун, В. и др.: Поведение TiN, полученный при помощи лазерного облучения с диффузионным барьером при металлизации с Al и Si.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, № 2, июнь 1990г., стр. 51

Повышение плотности интегрирования и соответствующее шкалирование глубины примененных соединений приводит к необходимости новых технологий прикосновения оборудования.

Исследования направлены к комплексным структурам, обеспечивающих низкие контактные сопротивления с защитой присоединений от коротких замыканий.

В работе представлено такое исследование, которым получилась структура TiN/TiSi₂ в одном этапе, облучением лазером с эксимерами в атмосфере N₂, которая структура составляет хороший диффузионный барьер между Al и Si.

УДК 650.15:669.1

ДИФФУЗИЯ
ФОСФОРИСТОЕ СТЕКЛО
МАСКИРОВКА

Огангсиян, М. и др.: Многослойные структуры для местной маскировки эффективной диффузий фосфистого стекла.

E.E.A.—Automatica și electronica 34, № 2, июнь 1990г., стр. 54

Предлагается новая структура маскировки для удаления местной пропитки фосфистого стекла на поверхность кремния во время диффузий. Эта структура состоит из трёх слоев: (i) слой из SiO_2 для пассивирования кремниевой поверхности; (ii) слой из барьера полюсов Si или Si_3N_4 ; (iii) слой из SiO_2 для жертвы. Эффективность маскировки новой структуры сравнивается с эффективностью простого слоя из SiO_2 : (i) электрографитным декорированием открытых поров в слое маскировки; (ii) кристаллографическим проявлением дефектов p^+ из Si; (iii) измерением диэлектрической прочности диодов с затвором.

УДК 621.317: 535.8

**ОПТИЧЕСКИЕ ОТВЕТВИТЕЛИ
ВЫВОД СИГНАЛОВ ОБЩЕГО ВИДА
КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ**

Кэлдэрару, М. и др.: Оптимизация оптических ответвителей для максимизации вывода общего вида.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 56

В работе представляются качественные показатели вывода паразитных сигналов общего вида для нескольких типов скоростных оптических ответвителей. Рассматриваются главные технологические параметры структуры влияющие на вывод сигналов общего вида и коэффициент передачи в ток. На основе этого анализа определяется технологический профиль, способ соединения и план кабельной сети.

УДК 621.3.015

**СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ
СТАБИЛИЗАТОР НАГРУЗКИ
СТАБИЛИЗАТОР ВХОДА**

Станеску, К. и др.: ROV 78 LXX — Семья стабилизированных интегральных схем для положительных напряжений.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 58

Работа относится к вопросам, связанным с проектированием и созданием семьи стабилизированных интегральных схем для положительных напряжений, с 3-ми наконечниками, ROV 78 LXX, способных для отдачи выходного тока 100 мА и напряжения между 5 и 24 В в 8 вариантах.

УДК 681.3: 681.326

**ЛОГИЧЕСКИЙ АНАЛИЗАТОР
ИНТЕРАКТИВНЫЙ МЕНЮ
ПРОГРАМИРУЮЩИЙ ПРИБОР**

Каприши, А. и др.: Облегчения логического программирующего анализатора при автоматическом тестировании цифровых систем.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 59

Работа синтезирует возможности применения автоматизированных систем тестирования, представленных анализатором логических состояний высокого качества, полностью программированного интерфейсами коммуникации по стандарту МЭК 625 и RS 232 C.

УДК 621.375: 681.17

**ПЕРЕДАЮЩИЙ И ПРИЕМНЫЙ УСИЛИТЕЛИ
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЬ
УСИЛЕНИЯ**

Мэргэрит, М. и др.: Специфические топологии цепи при интегральных схемах телефонного разговора — ROV 285 и ROV 1060.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 61

В работе представляются принципы работы усилителей разговора. Также, описаны функциональные блоки из интегральных схем телефонного разговора ROV 285 и ROV 1060 передающие усилители и приемные усилители, олок AGC (Automatic Gain Control) и гиратор,

УДК 568.52: 621.3

**МИКРО ЭВМ
АВТОМАТИЗАЦИИ
ТРАНСПОРТ И ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ**

Ротару, К. и др.: Модульный микро ЭВМ MIND промышленного назначения.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 63

MIND модульный микро ЭВМ, прикладной, с представленной конфигурацией потребителем в соответствии с его необходимостями, изготовленный с интегральными схемами из семьи MMN 80 и CMOS серия В. Каждая функция введена в специфические модули, присоединенные на единую магистраль типа STD EX CMOS

УДК 621.385: 537.3

**ПОДВИЖНОСТЬ
РЕКОМБИНАЦИЯ AUGER
ДИОДЫ PIN**

Мюллер, А. и др.: Подвижность неосновных носителей и рекомбинация AUGER в кремнии $x p^+$ и сильно ступенчатый.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 64

Подвижность неосновных носителей и рекомбинация Auger определены применением Диод PIN с тонкой основой в качестве тестированных структур. Из теоретического и экспериментального анализа диодов PIN с тонким подслоем и прозрачным эмиттером определены подвижность неосновных электронов. Из анализа диодов PIN с полупрозрачным эмиттером определены коэффициент Auger: $C_p = 3 \cdot 10^{-32}$ 6/с величина три раза меньше чем раньше представлена величина.

УДК 621.385: 621.396

**ДИОДЫ SCHOTTKY Ga As
ХАРАКТЕРИСТИКА C-V**

Войнигеску, С. и др.: Техники характеризации для диодов Schottky неравномерно допированные. Теория и эксперимент.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 64

В работе описываются теоретические и экспериментальные применяемые методы в Лаборатории микроволн из ИКПЕ для характеризации диодов с микроволнами и барьер Schottky на основе Ga—As изготовленных в институте.

Имеется в виду факт, что анализ диодов Schottky является более удобным инструментов в характеризации технологических процессов применяемых при их создании.

УДК 621.385: 537.1

**ЭЛЕКТРОННЫЙ МИКРОСКОП
ВТОРИЧНЫЕ ЭЛЕКТРОНЫ
АНАЛИЗАТОР ЭНЕРГИИ**

Маня, Д. и др.: ELMAP-Программа моделирования и имитирования анализаторов энергии вторичных электронов в SEM.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 71

В работе представляются представленные результаты программой моделирования и имитирования анализаторов энергии вторичных электронов, предназначенных для их применения в качестве части из измерительной системы для измерения потернцияла на поверхности структур интегральных схем, в области техники функционального изыскания на основе применения электронного микроскопа.

УДК 537.1: 629.113: 621.3

**АВТОЭЛЕКТРОНИКА
АЛГОРИТМ
ОБОРУДОВАНИЕ**

Буше, М. и др.: Алгоритм и оборудование для характеризирования интегральных схем ROV 8140, примененных при авторегуляторах под напряжением.

Е.Е.А.—*Automatica și electronica* 34, № 2, июнь 1990г., стр. 73

В работе представляется простой алгоритм, также и подобающее оборудование для характеризирования интегральных схем ROV 8140, применяемых в авторегуляторах, также и собственных регуляторов. Главная идея относится к определению постоянного диапазона существования резистивного разделителя, который обеспечивает функционирование регулятора в предназначенные отклонения для 5 порог изменения рабочего режима.

ZUSAMMENFASSUNG

DK 621.315.68: 661.6

SILIZIUM

Pn-ANZWEIGUNG

RÜCKSTROM

Obreja, V.: Über die Oberflächenzusammenstellung des Rückstroms an halbleitenden pn-Anzweigungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.45

Es werden experimentelle Daten mit Bezug auf die Temperaturabhängigkeit des Rückstroms für pn-Anzweigungen mit Silizium in MESA-Technik und einer ebenen Fläche dargestellt.

Diese Daten erhalten das Übergewicht der Oberflächenkomponente des Rückstroms in pn-Anzweigungen mit Silizium, hergestellt im gegenwärtigen Technologiestadium.

DK 621.383

SOLARZELLE MIT GITTER

REKOMBINATIONSGESCHWINDIGKEIT AN DER OBERFLÄCHE

ANALYTISCHES ZWEIDIMENSIONALES MODELL

Căldăraru, Fl. u.a.: Über die Bedeutung der Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche beim photovoltaischen zweidimensionalen Modell.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 46

Im Rahmen eines zweidimensionalen photovoltaischen originellen Modells wird bewiesen, dass die Rekombinationsgeschwindigkeit an der Oberfläche der Gitter-Solarzelle die Abnahme des photogenerierten Stroms oder die innere Verteilung der Minderheitsträger und deren Strömungen.

DK 621.385: 539

DIODEN MIT SILIKONLAWINDE

NETRONENBESTRAHLUNG

ELEKTRISCHE CHARAKTERISTIKEN

Hălmăgean, E. u.a.: Über das Verhalten mit kontrollierter Lawine in Stressbedingungen: Neutronen- und Gammastrahlung.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 48

Dargestellt wird das Verhalten der Dioden mit kontrollierter Lawine (Typ DIA8, Hersteller IPRS-Băneasa), nach Gammastrahlung. Dosis im Bereich von $10^4 \dots 10^7$ rads und nach der Bestrahlung mit schnellen Neutronen, im Bereich $10^{12} \dots 10^{13} \text{ cm}^{-13} \text{ cm}^{-2}$. Man bespricht die Änderungen elektrischer Charakteristiken. Das Studium kann den Projektanten elektronischer Ausrüstungen für Elektro-Kernkraftwerke, nützen.

DK 686.4: 621.316: 535.14

METALLISIERUNG

KONTAKTTIERUNG

LASERBESTRAHLUNG

STREUUNGSSCHRANKE

Crăciun, V. u.a.: Das Verhalten des TiN erhalten durch Laserbestrahlung mit Streuungsschranke bei Metallisierung mit Al und Si.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 51

Die Erhöhung der Integrierungs- und Skalardichte desprechens der verwendeten Anzweigungstiefe erfordert neue Kontaktierungstechnologien der Vorrichtungen. Die Untersuchungen richten sich nach komplexen Strukturen die ermässigte Kontaktwiderstände mit Anzweigungsschutz bei Kurzschluss, sichern. Es wird solche eine Untersuchung dargestellt, womit man eine TiN (TiSi_2 -Struktur in einer einzigen Etappe, durch Excimer-Laserbestrahlung in einer N_2 -Atmosphäre, Struktur die eine gute Streuungsschranke zwischen Al und Si ist, erhält.

DK 659.14.669.1

STREUUNG

PHOSPHORGLAS

ABDECKUNG

Ohanesian, V. u.a.: Vielschichtstrukturen zur örtlichen wirksamen Abdeckung der Streuungen aus Phosphorglas.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.54

Vorgeschlagen wird eine neue Abdeckungsstruktur zur Beseitigung des örtlichen Durchdringens des Phosphorglases gegen die Siliziumoberfläche während der Streuungen.

Diese Struktur besteht aus drei Schichten: (i) eine SO_2 Schicht zur Passierung der Siliziumoberfläche; (ii) eine Sperrschicht aus Si — oder Si_3N_4 -Polen (iii) eine SiO_2 -Opferschicht. Die Abdeckungswirksamkeit der neuen Struktur wird mit der einer einfachen SiO_2 Schicht verglichen, durch (i) elektrophoretische Verzierung der offenen Poren in der Abdeckungsschicht; (ii) kristallographische Entdeckung der n^+ Defekte aus Si; (iii) Messung der Durchschalgschaltung der Tordioden.

DK 621.317

OPTISCHE KOPPLER

UNTERDRÜCKUNG DER SIGNALE GEMEINSAMER ART

ÜBERTRAGUNGSFAKTOR

Căldăraru, M. u.a.: Optimisierung optischer Koppler zur Höchstleistung der Unterdrückung gemeinsamer Art.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 56

Es werden die Höchstleistungen der Unterdrückung von Strörsignalen gemeinsamer Art für mehrer optische Geschwindigkeitskoppler, dargestellt.

Man analysiert die wichtigsten technologischen Struktur- und Kapselungsparameter die die Unterdrückung der Signale gemeinsamer Art und den Übergangs-Strom-Faktor beeinflussen. Auf Grund dieser Analyse bestimmt man das technologische Profil, die Kapselungsart und das Anwendungsschema.

DK 621.3.015

SPANNUNGSGLEICHHALTER

EINGANGSGLEICHHALTER

Stănescu, C. u.a.: ROB 78 LXX — Familie von integrierten Gleichhalterschaltungen für positive Spannungen.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 58

Die Arbeit bezieht sich auf Probleme des Entwurfs und Herstellung einer Familie von integrierten Gleichhalterschaltungen für positive Spannungen, mit 3 Terminalen, ROB 78 LXX, Schaltungen die einen Ausgangsstrom von 100 mA und eine Spannung von 5–24 V in 8 Varianten, liefern.

DK 681.3: 681.326

LOGISCHER ANALYSATOR

INTERAKTIVES MENÜ

PROGRAMMIERBARES GERÄT

Coprini, A. u.a.: Die Gewandheiten eines logischen programmierbaren Analysators in automatischer Prüfung der Digitalsysteme.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 59

Es werden die Anwendungsmöglichkeiten in automatischen Prüfungssystemen, angeboten von einem logischen Analysator, vollprogrammierbar durch Standard-Mitteilungsschnittstellen CEI 625 und RS 232C, zusammengefasst.

DK 621.375: 681.17

SENDUNGS- UND EMFANGSVERSTÄRKER

AUTOMATISCHE VERSTÄRKUNGSKONTROLLE

Mărgărit, M. u.a.: Topologie spezifischer Schaltungen in integrierten Schaltungen für Telefongespräche — ROB 285 und ROB 1060.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 61

Es werden die Arbeitsprinzipien der Gesprächsverstärker dargestellt. Zugleich beschreibt man die Funktionseinheiten der Schaltungen für Telefongespräche ROB 285 und ROB 1060: Sendungs- und Empfangsverstärker. Einheit AGC (Automatic Gain Control) und Gyrator.

DK 658.52: 621.3

MIKRORECHNER MIND

AUTOMATISIERUNGEN

TRANSPORT UND FERNMEDDETECHNIK

Rotaru, C. u.a.: Modul — Mikrorechner für Industrieanwendungen — MIND.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S. 63

MIND ist ein Modul-Mikrorechner der je nach den Bedürfnissen des Anwenders gestaltet wird und wurde mit integrierten Schaltungen der Familie MMN80 und CMOS Serie 4000B, hergestellt. Jede Funktion ist auf spezifischen Modulen implementiert, verbunden an einen Bus Typ GTD EX CMOS.

DK 621.385:537.3

BEWEGLICHKEIT

AUGER-WIEDERZUSAMMENSTELLUNG

PIN-DIODE

Müller, A. u.a.: Beweglichkeit der Minderheitsträger und Auger-Wiederzusammenstellung in Doppin-Silizium p^+ . E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.64

Die Beweglichkeit der Minderheitsträger und Auger-Wiederzusammenstellung wurden anhand PIN-Diode mit dünner Basis als Prüfe struktur, bestimmt. Aus theoretischer und experimenteller Analyse der PIN-Dioden mit dünner Basis und durchsichtigem Emittor wurde die Beweglichkeit der Minderheitselektronen bestimmt.

$$\mu_n P = \mu_n^n \exp(-\alpha \Delta E_g / kT) \text{ wo } \alpha = 0,35$$

Aus der Analyse der PIN-Dioden mit quasidurchsichtigen Emittor wurde der Auger-Koeffizient bestimmt: $C_p = 3 \cdot 10^{-32} \text{ cm}^6/\text{s}$, ein dreimal kleiner Wert als der vorher mitgeteilte.

DK 621.385:621.396

SCHOTTKY-DIODE MIT GaAs

CHARAKTERISTIK C—V

Voinigescu, S. u.a.: Charakterisierungstechnik für ungleichförmig Schottky-Dopping-Dioden. Theorie und Experiment. E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.68

Beschrieben werden die theoretischen und experimentellen Techniken, verwendet im Mikrowellen-Labor aus ICPE zur Charakterisierung der Mikrowellen-Dioden mit Schottky-Schranke auf Galin-Arsen (hergestellt bei ICPE). Die Analyse der Schottky-Dioden ist sehr nützlich zur Charakterisierung technologischer Prozesse im Rahmen ihres Herstellungsprozesses.

DK 621.385:537.1

ELEKTRONENMIKROSKOP

SEKUNDÄRELEKTRONEN

ENERGIEANALYSATOR

Manea, D. u.a.: ELMAP - Modellierungs- und Simulierungsprogram Energieanalysatoren vom Sekundärelektronen in SEM. E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.71

Dargestellt werden die Ergebnisse eines Modelleirungs- und Simulierungsprogramms von Energieanalysatoren der Sekundärelektronen, verwendbar als Bestandteil eines Potentialmesssystems auf der Oberfläche integrierter Schaltungen, in einer funktionellen Nachforschungstechnik die auf der Anwendung des Elektronenmikroskop beruht.

DK 537.1:629.113:621.3

AUTO-ELEKTRONIK

ALGORITHMUS

AUSRÜSTUNG

Buşe, M. u.a.: Algorithmus und Ausrüstung zur Charakterisierung integrierter Schaltungen ROB 8140, verwendet bei Spannungs-Auto-Reglern.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, Nr. 2, Juni 1990, S.73

Es wird ein einfacher, origineller Algorithmus sowie eine Ausrüstung zur Charakterisierung integrierter Schaltungen ROB 8140, verwendet an Autoreglern, sowie an eigentlichen Reglern, dargestellt.

Wichtig ist die Bestimmung des stetigen Abstands des Teilers, der eine Funktionierung im vorgeschriebenen Abstand der Regler für die 5 Änderungsschwellen des Betriebs, sichert.

CONTENTS

DC 621.315.68:661.6

SILICON

Pn JUNCTION

REVERSE CURRENT

Obreja, V.: On the surface component of the reverse current within semiconductor pn junctions.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June 1990, p.45

The paper presents experimental data regarding temperature dependence of the reverse current for silicon mesa and planar pn junctions. These data represent the evidence that the surface peripheral leakage current is a dominant reverse current component within present day silicon pn junctions.

DC 621.383

GRID SOLAR CELL

SURFACE RECOMBINATION VELOCITY

ANALYTICAL 2ND MODEL

Căldăraru, Fl. a. al.: On the significance of the surface recombination velocity for the photovoltaic 2 ND model.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June 1990, p.46

Employing an original photovoltaic 2ND model, the paper proves that the recombination velocity at the surface of a grid solar cell does not lead to a decrease of the photogenerated current or of the open circuit voltage, but to a certain internal distribution of the minority carriers and of their flows.

DC 621.385:539.1.

AVALANCHE SILICON DIODES

NEUTRON IRRADIATION ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Hălmăgean, E. et. al.: On the behaviour of controlled avalanche silicon diodes subshquent to gamma and fast neutron irradiation.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June 1990, p.48

The paper presents the behaviour of controlled avalanche diodes (DIAS-type, manufactured in IPRS-Băneasa) subsequent to gamma irradiation for dose level of $10^{-4} \dots 10^7 \text{ rad}$ and to fast neutron irradiation for fluence levels of $10^{12} \dots 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. The changes of the electrical characteristics are discussed. This study was interded for the electronic equipment designers working in the field of nuclear powerstations.

DC 686.4:621.316:635.14

METALLIZATION

LASE IRRADIATION

DIFFUSION BARRIER

Crăciun, V. a.o.: Behaviour of TiN obtained by Diffusion Barrier Laser Irradiation in Al and Si Metallization.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June, 1990, p.51

The increase of integration density and the adequate scaling of the depth of utilized junctions impose the development of new technologies for device contacts.

The research is aimed at complex structure that ensure low contact resistance with schortcircuit junction protection.

The papr presents such a research that led to a TiN/TiSi₂ structure, in one stage, by excimer laser irradiation ni a N₂ atmosphere, which structure is a good diffusion barrier between Al and Si.

DC 659.14:669.1.

DIFFUSION

PHOSPHOROUS GLASS

MASKING

Ohanesian, M. a.o.: Multi-layer Structures for the Efficient. Local Masking of Phosphorous Glass Diffusion.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June 1990, p.54

A new masking structure for the elimination of local penetration of P-glass into the silicon surface during diffusion is proposed. This struture is formed of three layers: (i) a SiO₂ layer for the passivation of the silicon surface; (ii) a barrier layer of Si or Si₃N₄ poles (iii) a sacrificed SiO₂ layer. The masking efficiency of the new structure is compared with that of a simple SiO₂ layer by: (i) electrophoretic decoration of open pores in the masking layer; (ii) crystallographic spotting of n⁺ failures in Si; (iii) measurement of breakdown voltages of gate diodes.

DC 621.317:535.8

OPTIC COUPLERS

COMMON-MODE SIGNAL REJECTION

TRANSFER FACTOR

Căldăraru, M. a.o.: Optimization of Optic Couplers for the Maximization of Common-Mode Rejection.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, June 1990, p.56

The paper presents the rejection performance of common-mode parasitic signals for several types of speed optic couplers. The main technological parametrs or structure and encapsulation that influence the common-mode signal rejection and the current transfer factor. On the basis of this analysis is determined by the technological profile, the encapsulation mode and the utilizatim scheme.

DC 621.3.015

VOLTAGE STABILIZATOR
LOAD STABILIZATOR
INPUT STABILIZATOR

Stănescu, C. a.o.: ROB 78 LXX — Family of Stabilizing Integrated Circuits for Positive Voltages.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.58
The paper to the problems related to the design and production of stabilizing integrated circuits for positive voltages, with 3 terminals, ROB 78 LXX, which circuits can supply a 100 mA output current and a voltage between 5 and 24 V in 8 versions.

DC 681.3: 681.326

LOGIC ANALYZER
INTERACTIVE MENU
PROGRAMMABLE DEVICE

Caprini, A. a.o.: Facilities of a Programmable Logic Analyzer the Automatic Testing of Digital Systems.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p. 59
The paper synthesizes the possibilities of using a high-performance logic state analyzer that is fully programmable by standard communication CEI 625 and RS 232C interfaces in automatic testing systems.

DC 621.375: 681.17

EMISSION AND RECEPTION AMPLIFIER
AUTOMATIC CONTROL OF AMPLIFICATION

Mărgărit, M. a.o.: Specific Circuit Topologies in Telephone Conversation Integrated Circuits — ROB 285 and ROB 1060.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.61
The paper presents the operation principles of conversation amplifiers. Also, the operating blocks in ROB 285 and ROB 1060 telephone conversation circuits: emission and reception amplifiers, the AGC (Automatic Gain Control) block and the gyrator.

DC 658.52: 621.3

MIND MICROCOMPUTER
AUTOMATIZATION
TRANSPORT AND TELECOMMUNICATION

Rotaru, C. a.o.: Modular Microcomputer with Industrial Applications (MIND).

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.63
MIND is a modular microcomputer with many applications and shaped by the user function of his requirements, which is made up of MMN 80 and CMOS-servies 4000 B family integrated circuits. Each function is implemented on specific modules, connected to a single STD EX CMOS bus.

DC 621.335: 537.3

MOBILITY
AUGER RECOMBINATION
PIN DIODE

Müller, A. a.o.: Mobility of Minority Carriers and Auger Recombination in Strongly-Doped p^+ silicon.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.64
The mobility of minority carriers and Auger recombination have been determined using thin-base PIN diodes as test structures. The theoretical and experimental analysis of thin-base PIN diodes an transparent emitter led to the evaluation of minority electron mobility.

$$v_n P = v_n^n \exp(-\alpha \Delta E_g / kT) \text{ were } \alpha = 0.35$$

The analysis of PIN diodes with transparent emitters determined the Auger coefficient: $C_p = 3 \times 10^{-32} \text{ cm}^6/\text{s}$, which is three times lower than the previously reported one.

DC 621.385: 621.396

GaAs SCHOTTKY DIODES
C-V CHARACTERISTIC

Voinigescu, S. a.o.: Characterization Techniques for Unevenly Doped Schottky Diodes. Theory and Experiment.
E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p. 68
The paper describes the theoretical and experimental techniques currently used in ICES' microwave laboratory for the characterization of GaAs Schottky barrier microwave diodes produced in the institute. The fact that the analysis of Schottky diodes, represent an extremely useful instrument in the characterization of the technological processes implied in their production is also taken into account.

DC 621.385: 537.1

ELECTRONIC MICROSCOPE
SECONDARY ELECTRONS
ENERGY ANALYZER

Manea, D. a.o.: ELMAP — Modelling and Simulation Program for Secondary Electron — Analyzer in SEM.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.71
This paper presents the results given by a modelling and simulation program for secondary electron-energy analyzers designed to be part of a measurement system for potentials on the integrated circuit structure surface in a operational investigation technique based on the electronic microscope.

DC 537.1: 629.113: 621.3

CAR ELECTRONICS
ALGORITHM
EQUIPMENT

Buse, M. a.o.: Algorithm and Equipment for the Characterization of ROB 8140 Integrated Circuits Used in Car Voltage Regulators.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, no. 2, june 1990, p.73
The paper presents a simple and original algorithm and an equipment adequate for the characterization of ROB 8140 integrate circuits used in car regulators as well as of regulators proper. The main idea refers to the determination of the continuous range of existence of the resistive divider that ensures the regulator operation within the limits prescribed for the five change thresholds of the operation conditions.

RÉSUMÉS

CD 621.315.68: 661.6

SILICIUM
JUNCTION pn
COURANT INVERSE

Obreja, V.: Sur la structure de surface du courant inverse dans les jonctions pn semi-conductrices.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p.45
On y présente les données expérimentales concernant la dépendance de la température du courant inverse pour des jonctions PN à silicium Mesa et planaires. Ces données soutiennent la prépondérance de la composante de surfaces du courant inverse dans les jonctions pn à silicium réalisées dans le stade actuel de la technologie.

CD 621.383

CELLULE SOLAIRE A GRILLE
VITESSE DE RECOMBINAISON À LA SURFACE

Căldăraru, Fl. et. al.: Sur la signification de la vitesse de recombinaison à la surface dans le modèle bidimensionnel photo-voltaïque.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p.46
L'ouvrage démontre, dans le cadre d'un modèle bidimensionnel photovoltaïque original, que la vitesse de recombinaison à la surface de la cellule solaire à grille ne détermine pas la chute du courant photogénéré, ou de la tension du circuit ouvert, mais seulement la distribution interne des porteurs minoritaires et de leur flux.

CD 621.385: 539.1

DIODES À AVALANCHE DE SILICIUM
IRRADIATION À NEUTRONS
CARACTERISTIQUES ÉLECTRIQUES

Hălmăgean, E. et. al.: Sur le comportement à avalanche contrôlée dans les conditions de facteurs de contrainte: irradiation à neutrons et irradiation.

E.E.A.—*Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p.48
L'ouvrage présente le comportement des diodes à avalanche contrôlée (type DIA 8, producteur IPRS-Băneasa), après irradiation gamma, doses contenues dans le domaine $10^4 \dots 10^7$ rads et après irradiation à neutrons rapides, fluences contenues dans le domaine $10^{12} \dots 10^{13} \text{ cm}^{-2}$. On y discute les modifications des caractéristiques électriques. L'étude peut être utile aux ingénieurs d'équipements électroniques destinés aux centrales électronucléaires.

CD 686.4: 621.316: 535.14

METALLISATION

CONTACT

IRRADIATION LASER

BARRIERE DE DIFFUSION

Crăciun, V. et. al.: Comportement TiN obtenu par irradiation à laser à barrière de diffusion dans la métallisation à Al et Si.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 51
La croissance de la densité d'intégration et la mesure appropriée de la profondeur des jonctions utilisées impose de trouver de nouvelles technologies de contact des dispositifs.

Les recherches sont orientées vers des structures complexes qui assurent des résistances de contact réduites avec la protection des jonctions dans court-circuit.

L'ouvrage présente une telle recherche, par laquelle on a obtenu une structure TiN/TiSi₂ dans une seule étape, par l'irradiation avec un laser „excimère” dans une atmosphère de N₂, la structure étant une barrière de diffusion entre Al et Si.

CD 659.14: 669.1

DIFFUSION

VERRE DE PHOSPHORE

MASQUE

Ohanesian, M. et. al.: Structures multicouches pour masquer d'une manière locale et efficace les diffusions en verre de phosphore.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 54
On y propose une nouvelle structure masque pour d'éliminer les pénétrations locales du verre de phosphore vers la surface du silicium pendant les diffusions.

Cette structure est formée de trois couches: (i) une couche en SiO₂ pour la passivation de la surface de silicium; (ii) une couche de barrière formée de pôles Si, ou Si₃N₄; (iii) une couche en SiO₂ de sacrifice. L'efficacité du masque de la nouvelle structure est comparée à celle d'une couche simple en SiO₂ par: (i) décoration électrophorétique des pôles ouverts, dans la couche masque; (ii) la révélation cristallographique des défauts n⁺ en Si; (iii) la mesure des tensions de claquage des diodes à circuit-porte.

CD 621.317: 535.8

COUPLEURS OPTIQUES

RÉJECTION DES SIGNAUX COURANTS

FACTEUR DE TRANSFERT

Căldăraru, M. et al.: L'optimisation des coupleurs optiques pour l'accroissement de la réjection courante.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 56
L'ouvrage présente les performances de réjection courante des signaux parasites pour plusieurs types de coupleurs optiques de vitesse. On y analyse les principaux paramètres technologiques de structure dans le capsulage qui influencent la réjection courante des signaux et le facteur de transfert en courant. Conformément à cette analyse on détermine le profil technologique, le mode de capsulage et le schéma d'utilisation.

CD 621.3.015

STABILISATEUR DE TENSION

STABILISATEUR DE CHARGE

STABILISATEUR D'ENTRÉE

Stănescu, C. et. al.: ROB 78 LXX — Famille de circuits intégrés stabilisateurs pour tensions positives.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 58
L'article se rapporte aux problèmes liés à la conception et la réalisation de la famille de circuits intégrés stabilisateurs pour tensions positives à trois terminaux, ROB 78 LXX, circuits capables de livrer un courant de sortie de 100 mA et une tension entre 5 et 24 volts en 8 variantes.

CD 681.3: 681.326

ANALYSEUR LOGIQUE

MENU INTERACTIF

APPAREIL PROGRAMMABLE

Caprini, A. et. al.: Les facilités d'un analyseur logique programmable dans les essais automatiques des systèmes numériques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 59
L'ouvrage synthétise les possibilités d'utilisation dans des systèmes d'essai, offerts par un analyseur d'états logiques performant, complètement programmable par les interfaces de communication standard CEI 625 et RS 232 C.

CD 621.375: 681.17

AMPLIFICATEUR D'EMISSION ET DE RECEPTION

CONTRÔLE AUTOMATIQUE DE L'AMPLIFICATION

Mărgărit, M. et al.: Topologies de circuit spécifiques aux circuits intégrés de conversation téléphoniques — ROB 285 et ROB 1060.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 61
L'ouvrage présente les principes de fonctionnement des amplificateurs de conversation. Aussi, décrit-on les blocs fonctionnels des circuits de conversation téléphonique ROB 285 et ROB 1060: les amplificateurs d'émission et de réception, le bloc AGC (Automatic Gain Control) et le gyrateur.

CD 658.52: 621.3

MICRO-ORDINATEUR MIND

AUTOMATISATION

TRANSPORTS ET TELECOMUNICATIONS

Rotaru, C. et al.: Micro-ordinateur modulaire à destination industrielle MIND.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 63
MIND est un micro-ordinateur modulaire, d'application, dont l'aspect peut être modifié par l'utilisateur en fonction de ses exigences, réalisé à l'aide de circuits intégrés de la famille MMN 80 et CMOS série 4000 B.

Chaque fonction est implémentée sur des modules spécifiques, connectés sur un bus unique type STD EX CMOS.

CD 621.385: 537.3

MOBILITÉ

RECOMBINAISON AUGER

DIODES PIN

Müller, A. et. al.: La mobilité des porteurs minoritaires et la recombinaison Auger en silicium p⁺ fortement dopé.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 64
La mobilité des porteurs minoritaires et la recombinaison AUGER ont été déterminées en utilisant des diodes PIN à base mince comme structure de test. À la suite de l'analyse théorique et expérimentale des diodes PIN à base mince et émetteur transparent à été déterminée la mobilité des électrons minoritaires

$$\mu_n P = \mu_n^n \exp(-\alpha \Delta E_g / kT) \text{ ou } \alpha = 0.35$$

De l'analyse des diodes PIN à émetteur quasi-transparent on a déterminé le coefficient AUGER: $C_p = 3 - 10^{-32} \text{ cm}^6/\text{s}$ une valeur trois fois plus petite que celle rapportée antérieurement.

CD 621.385: 621.396

DIODES CHOTTKY À GaAs

CARACTERISTIQUE C-V

Voinigescu, S. et. al.: Techniques de caractérisation pour diodes Schottky dopées d'une manière non-uniforme. Théorie et expériment.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 68
L'ouvrage décrit les techniques théoriques et expérimentales utilisées couramment dans les laboratoires de micro-ondes d'ICPE pour la caractérisation des diodes à micro-ondes à barrière Schottky sur GaAs réalisées dans l'institut. Ou a en vue le fait que l'analyse des diodes Schottky représente un instrument particulièrement utile dans la caractérisation des processus technologiques entraînés dans leur réalisation.

CD 621.385:537.1

MICROSCOPE ÉLECTRONIQUES
ELECTRONS SECONDAIRE
ANALYSEUR D'ÉNERGIE

Manea, D. et. al.: Programme de modélisation et simulation des analyseurs d'énergie des électrons secondaires en SEM.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 71
Le présent ouvrage analyse les résultats offerts par un programme de modélisation et simulation des analyseurs d'énergie des électrons secondaires destinés à l'utilisation comme parties intégrantes d'un système de mesure des potentiels sur la surface des structures de circuit intégré, dans une technique d'investigation fonctionnelle basée sur une utilisation du microscope électronique.

CD 537.1.629.119:621.3

ÉLECTRONIQUE AUTO
ALGORITHME
ÉQUIPEMENT

Bușe, M. et. al.: Algorithme et équipement pour la caractérisation des circuits intégrés ROB 8140, utilisés dans les régulateurs auto de tension.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 2, juin 1990, p. 74
L'ouvrage présente un algorithme simple et original, ainsi qu'un équipement adéquat à la caractérisation des circuits intégrés ROB 8140, utilisés dans les régulateurs auto, ainsi que des régulateurs proprement-dits. L'idée principale se rapporte à la détermination de l'intervalle continu d'existence du diviseur résistif assurant le fonctionnement du régulateur dans les écarts prescrits pour les cinq seuils d'échange du régime de travail.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata

abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3017.003.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare, este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică UNIVERSUL
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2225

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICII ȘI ELECTRONICII

Automatica și electronica nr. 2

CZ 621.315.68: 661.6

SILICIU
JONȚIUNE pn
CURENT INVERS

Asupra componentei de suprafață a curentului invers în joncțiunile pn semiconductoare

VASILE OBREJA — BUCUREȘTI

Introducere

Preponderența componentei de volum a curentului invers în joncțiunile pn semiconductoare, [1], este pusă sub semnul întrebării de unele date experimentale prezentate în lucrările [2], [3] și [4].

În această lucrare sînt prezentate date experimentale semnificative care ar susține preponderența componentei de suprafață a curentului invers, în joncțiunile pn cu siliciu realizate în stadiul actual al tehnologiei.

1. Variația curentului invers cu temperatura

În lucrarea [5] a fost studiată variația curentului invers cu temperatura, pentru joncțiuni pn mesa pe siliciu în scopul verificării preponderenței componentei de volum sau de suprafață a curentului invers. În figura 1 sînt prezentate o parte din rezultate. La temperaturi nu prea depărtate de cea a camerei, curentul invers, I_R , la tensiunea $V_R = 1V$ variază cu energii de activare, U , apropiate de 0,6 eV fapt ce caracterizează și componenta de suprafață a curentului invers dacă se compară de exemplu curbele 1 și 3 sau 4. La temperaturi ridicate se obțin în general energii de activare $U \approx 0,85$ eV (caracteristice componentei de suprafață) și nu 1,2 eV. Valoarea de 1,2 eV se obține în cazul unor fenomene instabile la suprafața joncțiunii (de exemplu variația 5).

Rezultate asemănătoare se obțin și pentru joncțiuni planare (fig. 2). În lucrarea [2] sînt

indicate variațiile 2a și 2b pentru o structură la care predomină componenta de suprafață a curentului invers în timp ce în lucrarea [6], o comportare asemănătoare (curba 3) este dată ca exemplu tipic de preponderență a componentei de volum.

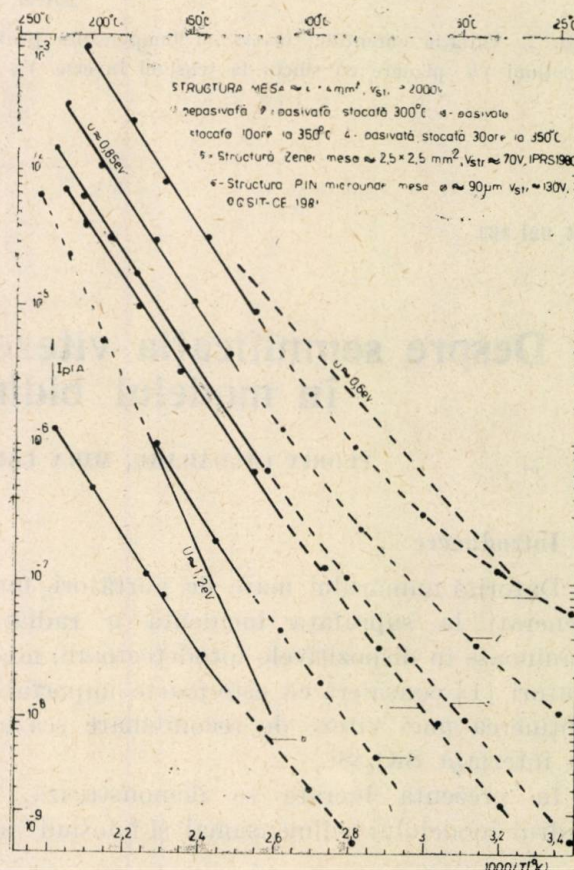


Fig. 1. Variația curentului invers cu temperatura pentru joncțiuni pn mesa cu siliciu la o tensiune inversă $V_R = 1V$.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

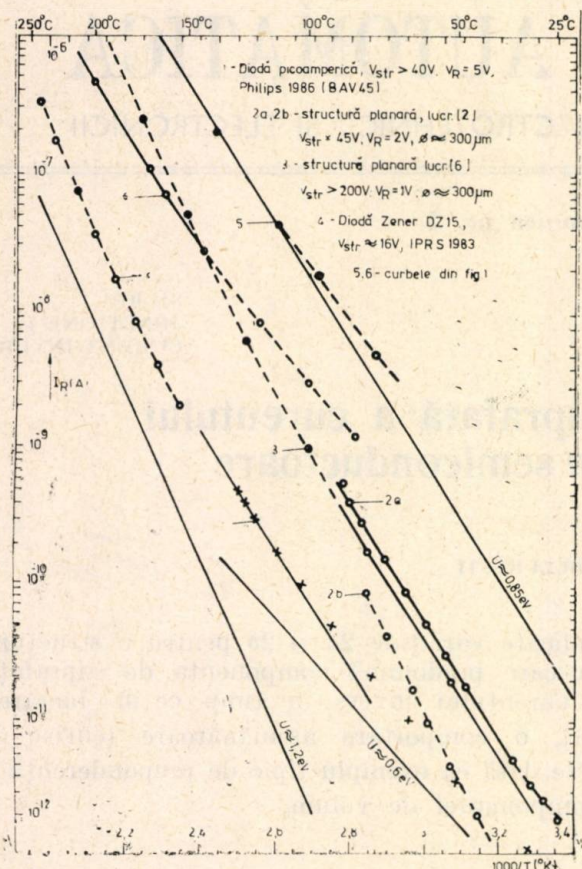


Fig. 2. Variația curentului invers cu temperatura pentru joncțiuni pn planare cu siliciu la tensiuni inverse $V_R = 1+5$ V.

2. Proportionalitatea curentului invers cu aria sau perimetrul joncțiunii

Această proportionalitate constituie un alt mijloc de evidențiere a uneia din componentele curentului invers, întrucât după cum s-a văzut, variația cu temperatura nu constituie un criteriu sigur. Prin această metodă s-a arătat că scurgerile de curent invers pe la suprafața joncțiunii, pot să predomine atît la joncțiunile planare, [2], cît și la joncțiunile mesa, [5].

3. Concluzii

Analiza riguroasă a datelor experimentale referitoare la variația curentului invers cu temperatura sau la proportionalitatea acestuia cu aria sau perimetrul unei joncțiuni pn cu siliciu, scoate în evidență preponderența componentei de suprafață a acestui curent.

Bibliografie

- [1] Sze, S. M. Physics of Semiconductor Devices, 1981.
- [2] Wang, C. T. Solid State Electronics, 20, p. 967, 1977.
- [3] Blaha R. E. ș.a., Physica Status Solidi (a), 50 p 551, 1978.
- [4] Korolikov, V. I. ș.a., Fizica i Tehnica Poluprovodnikov 18, p. 2029, 1984.
- [5] Obreja, V. Teză de doctorat, IPB, 1989.
- [6] Sah, C. T. IRE Transactions on Electron Devices, 9 p. 94, 1962.

CZ 621.383

CELULĂ SOLARĂ CU GRILĂ
VITEZĂ DE RECOMBINARE LA SUPRAFAȚĂ
MODEL BIDIMENSIONAL ANALITIC

Despre semnificația vitezei de recombinare la suprafață în modelul bidimensional fotovoltaic

FLORIN CĂLDĂRARU, MIRA CĂLDĂRARU, DAN NICOLAESCU — BUCUREȘTI

Introducere

Datorită numărului mare de purtători foto-generați la suprafața incidentă a radiației luminoase în dispozitivele fotodectoare, mulți autori [1] consideră că este foarte importantă obținerea unei viteze de recombinare scăzută la interfața SiO_2/Si .

În prezenta lucrare se demonstrează, în cadrul modelului bidimensional și folosind ter-

modinamica proceselor ireversibile, importanța relativ scăzută a vitezei de recombinare la suprafața incidentă ca mecanism de scădere a fotocurentului și semnificația termodinamică a acestui parametru.

1. Influența vitezei de recombinare la suprafață asupra curentului fotogenerat

În modelul unidimensional, larg utilizat în studiul celulelor solare și fotodiodelor, fotocurentul și curentul de întuneric în zona p^+ (fig. 1) sînt date de relațiile [2]:

$$j_{L1} = \frac{q\theta_0 \alpha L_n}{\alpha^2 L_n^2 - 1} \left[\frac{\left(\frac{S_n L_n}{D_n} + \alpha L_n \right) - e^{-\alpha x_j} \left(\frac{S_n L_n}{D_n} \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} \right)}{\frac{S_n L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n}} - \alpha x L_n e^{-\alpha x} \right] \quad (1)$$

$$j_{d1} = q \frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \cdot \frac{\frac{S_n L_n}{D_n} \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n}}{\frac{S_n L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n}} (e^{\frac{qV_j}{kT}} - 1)$$

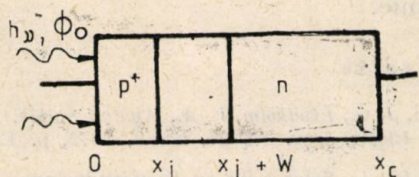


Fig. 1. Joncțiunea pn iluminată în modelul unidimensional.

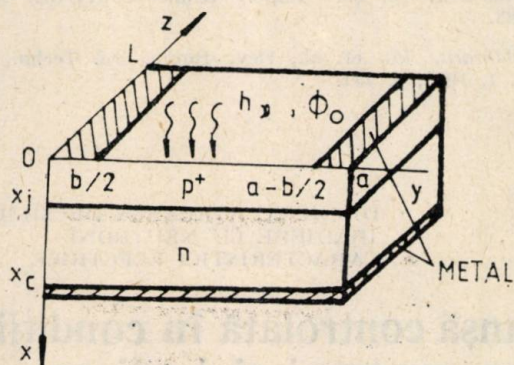


Fig. 2. Joncțiunea pn iluminată în modelul bidimensional.

(semnificația parametrilor este cea din lucrarea [2]).

Structurile active optice au o curgere de curent atât după axa Ox cât și după axa Oy (fig. 2), datorită atât variației intensității luminoase pe aria activă (sub metal nu pătrunde lumină), cât și variației vitezei de recombinare la suprafață (Si/SiO₂, respectiv Si/metal). Utilizând transformata Laplace, s-a dedus expresia curentului în zona p⁺ luind în considerare curgerea bidimensională [3]:

$$I_{L2} = (1 - \gamma) \cdot$$

$$\frac{q\theta_0 \alpha L_n}{\alpha^2 L_n^2 - 1} \left[\frac{\left(\frac{S L_n}{D_n} + \alpha L_n \right) - e^{-\alpha x_j} \left(\frac{S L_n}{D_n} \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} \right)}{\frac{S L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n}} - \alpha L_n e^{-\alpha x_j} \right] A_a \quad (2)$$

$$I_{d2} = q \frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \left[\frac{\frac{S_m L_n}{D_n} \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n}}{\frac{S_m L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n}} + \frac{(S - S_m)L_n}{D_n} + \frac{\left(\frac{S_m L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} \right)}{\left(\frac{S L_n}{D_n} \operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n} + \operatorname{ch} \frac{x_j}{L_n} \right)} \right] \times (e^{\frac{qV_j}{kT}} - 1) A_a$$

unde $S = S_n(1 - \gamma) + S_m$

și S_n — viteza de recombinare la interfața Si/SiO₂

S_m — viteza de recombinare metal/Si

$\gamma = b/a$ — factorul de acoperire

Se observă forma asemănătoare a relațiilor (1) și (2). Dar luând în considerare faptul că raportul $S_m/S_n > 10^4$ și $\gamma/(1 - \gamma) \approx 0,1$, relațiile (2) capătă forma:

$$I_{L2} = (1 - \gamma) \frac{q\theta_0 \alpha L_n}{\alpha^2 L_n^2 - 1} \left[\frac{1}{\operatorname{sh} \frac{x_j}{L_n}} - e^{-\alpha x_j} \left(\operatorname{cth} \frac{x_j}{L_n} + \alpha L_n \right) \right] A_a \quad (3)$$

$$I_{d2} = q \frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{n_i^2}{N_A} \operatorname{cth} \frac{x_j}{L_n} (e^{\frac{qV_j}{kT}} - 1) A_a$$

în care vitezele de recombinare nu mai apar. Rezultă deci că, în modelul bidimensional, scăderea vitezei de recombinare la interfața Si/SiO₂ nu reprezintă o cale de creștere a fotocurentului. Acest rezultat explică valorile măsurate ale curentilor fotogenerați în structuri de celule fotovoltaice ROL 49 și de matrici optice ROL 600 [4, 5]. Au fost procesate

împreună plachete cu suprafața foarte curată (lustruite chimic) și plachete care aveau o suprafață numai rodată mecanic, deci plachete pentru care valorile vitezei de recombinare la suprafață erau foarte diferite. Fotocelulele obținute cu aceeași mască și prin același proces au avut curenți de scurtcircuit de valori foarte apropiate, în timp ce valorile rezistenței shunt erau mult mai mici la structurile realizate pe plachete rodite mecanic.

2. Semnificația termodinamică a vitezei de recombinare la suprafață

În lucrarea [6] care studiază celula solară din punctul de vedere al termodinamicii proceselor ireversibile, se obține următoarea expresie pentru producția de entropie :

$$\frac{dS_i}{dt} = \left(\frac{dS_i}{dt}\right)_{th} + \left(\frac{dS_i}{dt}\right)_{ort} + \left(\frac{dS_i}{dt}\right)_{el} + \left(\frac{dS_i}{dt}\right)_s + \left(\frac{dS_i}{dt}\right)_v \quad (4)$$

în care :

$$\left(\frac{dS_i}{dt}\right)_s = kL \int_0^a \left[S(y)n(O, y) \ln \frac{n(O, y)}{n_0} - S_m p(x_c, y) \ln \frac{p(x_c, y)}{p_0} \right] dy \quad (5)$$

$$\text{cu } S(y) = \begin{cases} S_m, y \in \left[0, \frac{b}{2}\right] \cup \left[a - \frac{b}{2}, a\right] \\ S_n, y \in \left(\frac{b}{2}, a - \frac{b}{2}\right) \end{cases}$$

Se observă că, în condiții pe frontieră date, producția de entropie poate să crească numai dacă S_n crește. Rezultă deci, că viteza de recombinare la suprafață are rolul de a situa sistemul mai aproape sau mai departe de starea de echilibru termodinamic, cu toate consecințele ce decurg de aici (disipație termică redusă sau crescută).

3. Concluzii

În lucrare se demonstrează că, în cadrul modelului bidimensional fotovoltaic, viteza de recombinare la interfața Si/SiO₂ nu influențează valorile curentului fotogenerat și curentului de întinerie. Semnificația fizică a parametrului vitezei de recombinare la suprafață este una termodinamică și anume aceea de a preciza apropierea de starea de echilibru termodinamic.

Bibliografie

- [1] Fossum, J. G., Lindholm, F. A., Ayman Shibib, M. IEEE Trans. Electr. Dev. ED-26, no. 9, 1979, p. 1294.
- [2] Hovel, H. J., Solar Cells in Semiconductors and Semimetals, Academic Press, 1971, p. 51.
- [3] Căldăraru, Fl., Lucrările CAS, ed-11, 1988, p. 175.
- [4] Negreanu, M. ș.a. Raport tehnic CCSIT-CE, dec. 1984.
- [5] Nicolaescu, D., ș.a. Raport tehnic CCSIT-CE, sept., 1988.
- [6] Căldăraru, Fl. et. al., Rev. Roum. Sci. Techn., 34 no. 1, 1989, p. 131.

CZ 621.385: 539

DIODE CU AVALANȘĂ DE SILICON
IRADIERE CU NEUTRONI
CARACTERISTICI ELECTRICE

Asupra comportării diodelor cu avalanșă controlată în condițiile unor factori de stres: iradiere cu neutroni și iradiere γ

EUGENIA HĂLMĂGEAN *, MARIAN UDREA **, NICOLAE DRAGOMIR ***,
IRINA NEGOESCU ***, AURELIA CREȚU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Este prezentat un studiu comparativ privind modificarea caracteristicilor electrice ale diodelor cu avalanșă controlată tip D1A 8 tehnologie MESA la iradiere cu neutroni și la

iradiere γ . În cazul centralelor nucleare, fondul de radiații provenite din reactorul nuclear e în general de intensitate constantă, iar protecția între reactor și comanda electronică atenuează în principal neutronii în măsură mai mare decît radiația γ .

1. Considerații teoretice

Modificarea caracteristicilor electrice ale diodelor D1A8 la iradiere are la bază efectele fundamentale ale radiațiilor alese pentru expunere

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

*** IFIN. București

***IFTAR. București

asupra materialelor de bază : dislocări și ionizări. Dislocările constau în scoaterea unui atom din poziția sa normală în rețea. Ionizările constau în scoaterea unui electron orbital și producerea de atomi ionizați și electroni liberi. În centralele nucleare, efectele de dislocare a atomilor pot fi produse în special de neutroni sau de radiații γ , în timp ce efectele de ionizare se datorează în totalitate radiațiilor γ .

Cele două tipuri de efecte fundamentale ale interacției radiație-substanță constituie mecanisme de degradare la iradiere a diodelor D1A8 concretizate în variația parametrilor electrici ai acestora. Este prezentat un mod de corelare a mecanismelor de degradare cu parametrii electrici influențați de acestea, având în vedere detaliile de proiectare și funcționare ale diodei cu avalanșă controlată, D1A8 tehnologie MESA, considerate cunoscute.

2. Partea experimentală

Prezentul studiu s-a efectuat utilizând două surse de radiații : canalul vertical 43/4 al reactorului VVR-S, I.F.I.N. pentru neutroni rapizi ($E > 1, 1\text{MeV}$) și sursa Co^{60} din IFTAR, pentru

radiații γ ($1,17 < E < 1,33 \text{ MeV}$). Iradierile s-au efectuat în trepte : pentru neutroni rapizi [1] s-au utilizat fluențe cuprinse între 10^{12} și 10^{13} n/cm^2 , iar pentru radiații γ doze cuprinse între 10^4 și 10^7 rad . Controlul fluenței și al dozei s-a făcut având în vedere practica uzuală de a ignora orice atenuare a radiației pentru neutroni cu energii de sute de KeV și mai mari, caz în care se încadrează prezentul experiment [2].

S-au utilizat diode D1A8, capsula F126, producție IPRS, din două loturi de fabricație. S-au caracterizat inițial și după iradiere prin măsurarea parametrilor prezentați în tabelul 1.

Valorile măsurate pe diode neiradiate s-au notat cu indicele 0 la dreapta simbolului (V_{FO}, I_{RO} etc.), simbolurile fără acest indice reprezintă valori măsurate pe diode iradiate.

3. Rezultate și discuții

S-a obținut variația relativă a parametrilor diodei D1A8 funcție de fluență la iradiere cu neutroni rapizi (fig. 1, 2) și funcție de doză la iradierile γ (fig. 3, 4).

Tabelul 1

Parametru	Tensiune directă în conducție	Timp de revenire în invers	Curent rezidual la rece și la cald		Tensiune de avalanșă
			I_R (nA)	I_R (μ A)	
Simbol U/M	V_F (V)	t_{rr} (s)			V_{RA} (V)
Condiții de măsură	$I_F = 1\text{A}$ $T = 25^\circ\text{C}$	$I_F/I_R/I_{RR}$ (mA) 100/200/50	$V_R = 800\text{ V}$ $T = 25^\circ\text{C}$	$V_R = 800\text{ V}$ $T = 100^\circ\text{C}$	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$ $T = 25^\circ\text{C}$

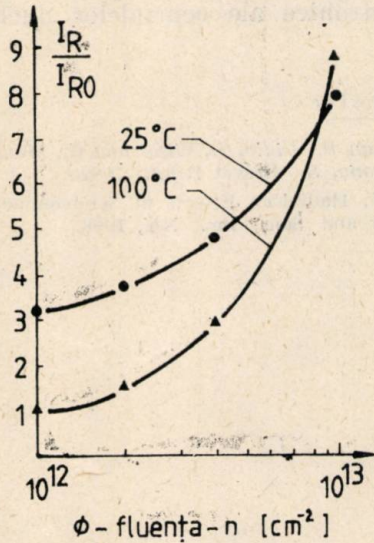


Fig. 1. Variația raportului curent rezidual relativ I_R/I_{R0} la 25°C , respectiv 100°C , funcție de fluență la iradiere cu neutroni rapizi.

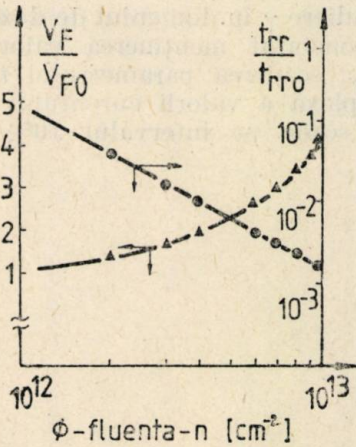


Fig. 2. Variația rapoartelor: ($\blacktriangle$) tensiune directă relativă V_F/V_{F0} , respectiv ($\bullet$) timp de revenire în invers relativ, t_{rr}/t_{rr0} , funcție de fluență la iradiere cu n rapizi.

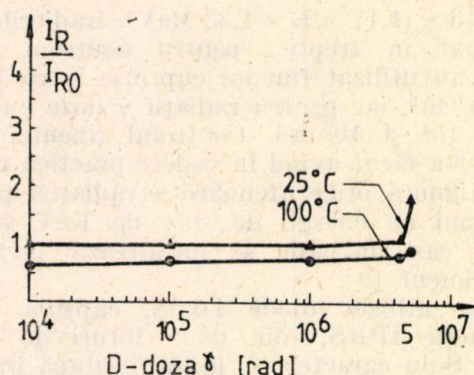


Fig. 3. Variația raportului curent rezidual relativ I_R/I_{R0} la 25°C, respectiv 100°C, funcție de doză la iradiere, γ sursă Co^{60} .

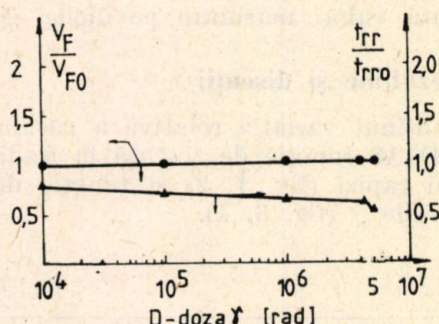


Fig. 4. Variația rapoartelor: (●) tensiune directă relativă V_F/V_{F0} , respectiv (Δ) timp de revenire în invers relativ, t_{rr}/t_{rro} , funcție de doză la iradiere γ , sursă Co^{60} .

Se desprind următoarele concluzii:

— tensiunea de avalanșă V_{RA} nu s-a modificat;

— la iradiere cu neutroni rapizi la fluente de $10^{12} \div 10^{13}$ n/cm² s-a constatat o creștere semnificativă a parametrului V_F , o scădere apreciabilă a parametrului t_{rr} și o creștere a curentului rezidual, mai pronunțată pentru valoarea măsurată la 25°C;

— la iradiere γ în domeniul de doză $10^4 \div 10^7$ rad s-a constatat menținerea valorii inițiale pentru V_F , scăderea parametrului t_{rr} și evoluția complexă a valorii curentului rezidual: la 100°C scade pe intervalul $10^4 \div 4 \cdot 10^6$ rad

pentru ca apoi să crească lent; la 25°C se menține constant până la doza de $4 \cdot 10^6$ rad, apoi începe să crească.

Efectele de volum, stabile la temperatura ambiantă la încetarea iradierii, determină modificarea parametrilor V_F , t_{rr} , I_R la 100°C. Mecanismul ce conduce la aceste efecte constă în dislocarea atomilor și apariția imperfecțiunilor fizice în structura cristalină, cu rol de centri de recombinare, efect preponderent la iradierea cu neutroni rapizi.

Efectele de suprafață, evisistabile sau tranziente, se datoresc modificării proprietăților stratului de pasivare, determinând creșterea curenților reziduali ai diodei în blocare la 25°C. Aceste efecte sînt evidente la iradierea cu neutroni rapizi în domeniul de fluență ales și pot fi preponderente la iradiere γ , dar numai la doze mai mari de 10^6 rad. Scăderea curentului rezidual la 100°C evidentă la iradiere γ , doze cuprinse între 10^4 și 10^6 rad, poate fi corelată cu fenomene de modificarea proprietăților pasivantului (silastenă) concretizată în reducerea contribuției curentului rezidual de suprafață și accentuarea contribuției efectelor de volum în măsurătoarea la 100°C.

4. Concluzii

S-a studiat modul de variație al parametrilor diodei DIAS la iradiere cu neutroni rapizi și la iradiere γ . S-au observat creșteri ale curenților reziduali la 25°C și la 100°C, ale tensiunilor directe însoțite de scăderi ale timpului de revenire în invers la iradiere cu neutroni rapizi, fluente cuprinse între 10^{12} și 10^{13} cm⁻². La iradiere γ , apar creșteri semnificative ale curenților reziduali la 25°C și 100°C, numai la doze $> 4 \cdot 10^6$ rad.

Studiul poate fi util în proiectarea circuitelor electronice ale centralelor nucleare-electrice.

Bibliografie

- [1] Hălmăgean E., Diđiv, D., Vișoreanu, G., Măndruțeanu G., Nicoreșteanu, S. Brevet R.S.R. 70920.
- [2] Larin, F. Radiation Effects in Semiconductor Devices, J. Wiley and Sons, Inc., NY, 1968.

Z 686.4: 621.316: 535.14

METALIZARE
CONTACTARE
IRADIARE LASER
BARIERĂ DE DIFUZIE

Comportarea TiN obținut prin iradierea laser cu barieră de difuzie în metalizarea cu Al și Si

VALENTIN CRĂCIUN, IOAN MIHĂILESCU, ILEANA NISTOR, ALEXANDRU POPA,
VALENTIN TEODORESCU, FLORIN CRĂCIUNOIU, ANTON CORICI, GHEORGHE
SEMENESCU, AUREL ANDREI, GHEORGHE ONCIOIU

Introducere

Reducerea dimensiunilor liniare ale structurilor pentru mărirea densității de integrare impune și o scalare corespunzătoare a adâncimii joncțiunilor utilizate, spre fracțiuni de μm și chiar sub $0,1 \mu\text{m}$. Printre multiplele probleme ridicate de aceste joncțiuni ultrasuperficiale se numără și contactarea lor, fiind necesare structuri cu bariere de difuzie pentru evitarea scurtcircuitării prin interdifuzia Al cu Si [1, 2]. Printre materialele folosite ca bariere de difuzie pentru contactări în tehnologia de integrare pe scară foarte largă (VLSI) se numără metale refractare [3], oxizi ai metalelor de tranziție [4] sau nitruri de metale refractare [5, 6, 7, 8].

Dintre aceste structuri studiate, Al/TiN/TiSi₂ s-a impus atît prin performanțele TiN ca barieră de difuzie cît și rezistenței de contact scăzute a TiSi₂ [6, 9, 10].

Printre metodele de obținere a TiN sau TiSi₂, compatibile cu cerințele tehnologiilor de integrare pe scară foarte largă (buget termic, puritate) se numără și tehnicile laser.

Recent am propus și realizat în premieră o structură TiN/TiSi₂ într-o singură etapă, prin

iradierea cu un laser cu excimer, într-o atmosferă de azot, a unui film de titan depus pe siliciu monocristalin [11, 12].

1. Experiment

Pe plachete de Si de tip *p* de rezistivitate 6–12 Ωcm și orientare (111) s-a depus prin pulverizare catodică în RF un strat de Ti de grosime 1500 Å. Plachetele au fost iradiate cu un laser cu excimer (Xe Cl*, $\lambda = 3080 \text{ Å}$) cu o fluență de 1.7 J/cm², durata pulsului laser fiind de 20 ns. Numărul pulsului laser în același loc a fost variat între 10 și 100. În timpul procesării laser, pe zona iradiată s-a suflat un jet puternic de N₂ de puritate ridicată. După iradierea laser s-au efectuat investigații de microscopie electronică prin baleiaj pentru studierea morfologiei suprafeței. Studii de microscopie electronică prin transmisie, difracție de electroni pe arii selectate și spectroscopie de electroni Auger au permis identificarea compușilor sintetizați și a stării lor cristaline.

Măsurători de microduritate și rezistivitate superficială (metoda celor patru sonde) au completat caracterizarea structurilor.

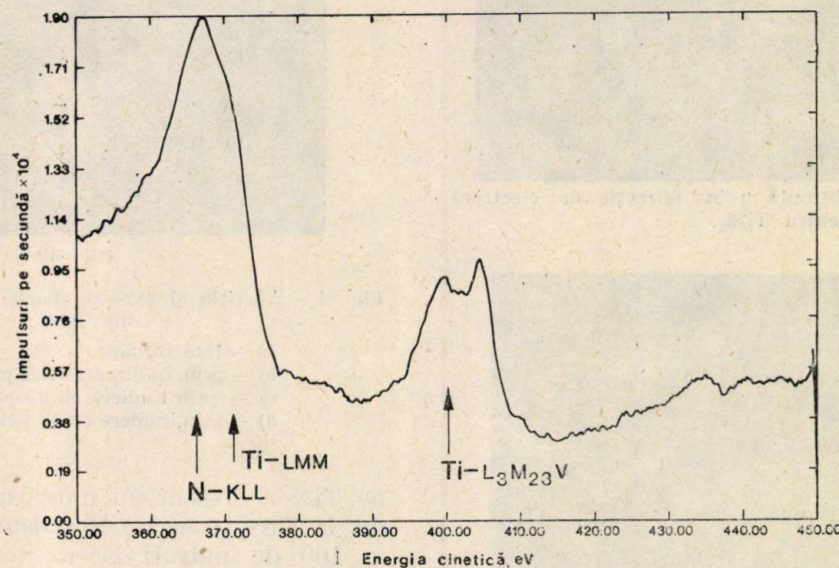


Fig. 1. — Spectru Auger pentru TiN.

2. Rezultate

În timpul iradierii laser multipuls culoarea zonei iradiate s-a schimbat treptat, de la gri strălucitor la galben palid spre galben, culoare caracteristică TiN. Formarea la suprafață a TiN a fost evidențiată și din spectrele Auger. În figura 1 se prezintă un astfel de spectru tipic, caracteristic TiN (13).

De asemenea, formarea TiN a fost confirmată și de analizele de difracție de electroni și microduritate. Grosimea și omogenitatea stratului



Fig. 2 — Cristalite de TiSi_2 după iradierea laser cu 50—100 pulsuri.

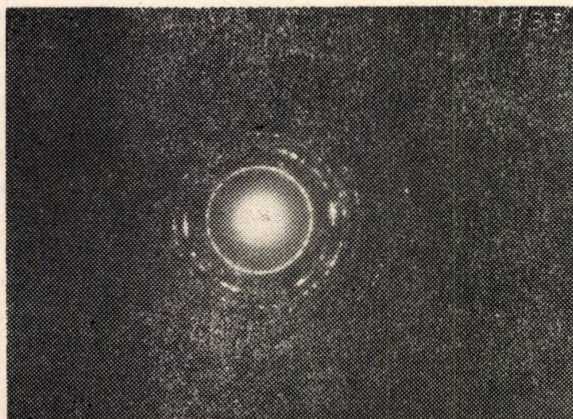


Fig. 3 — Imaginea obținută prin difracție de electroni pentru TiSi_2 .



Fig 4a

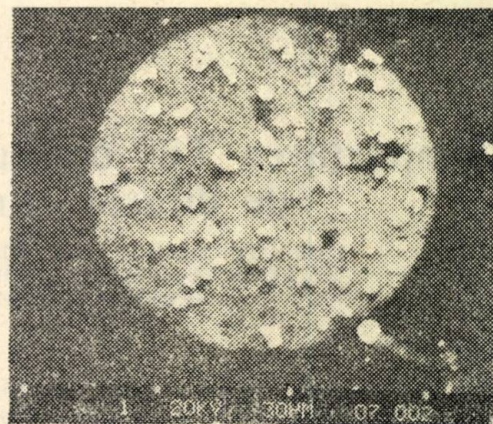


Fig. 4b

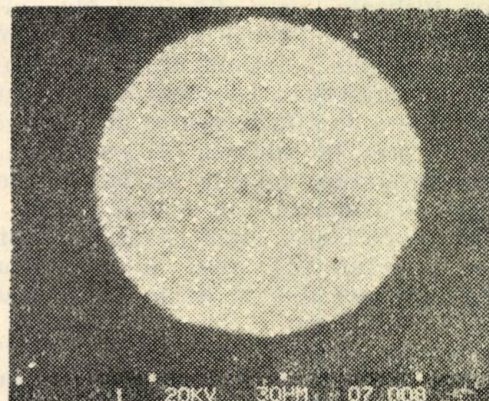
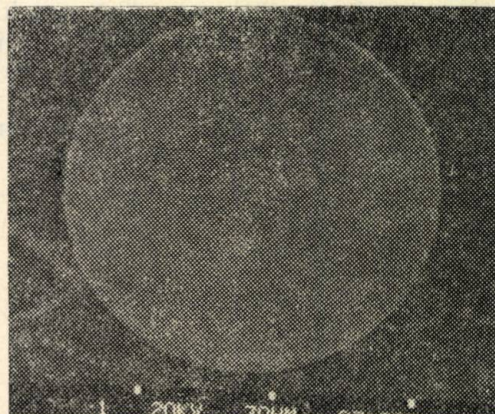


Fig. 4c



Eig. 4d

Fig. 4 — Apariția și evoluția barierei de difuzie formată din TiN;

- a) — fără iradiere
- b) — prin iradiere cu 10 pulsuri laser
- c) — prin iradiere cu 25 pulsuri laser
- d) — prin iradiere cu 50 pulsuri laser

de TiN a crescut cu numărul pulsurilor laser, de la 50—70 Å la 10 pulsuri la 300—400 Å la 100 de pulsuri laser. Sinteza siliciurii de titan la interfața Ti/Si a fost demonstrată prin investigațiile de microscopie electronică. Compusul format a fost identificat ca TiSi_2 , faza C49 (14).

De asemenea, structura și grosimea siliciurii a fost într-o relație directă cu numărul pulsurilor laser. Astfel, dacă după o iradiere cu numai 10 pulsuri compusul este încă amorf, după 50–100 de pulsuri siliciura este bine cristalizată cu dimensiunea cristalelor de ordinul a 100–300 Å după cum se observă în figura 2.

Imaginea de difracție de electroni prezentată în figura 3 indică o texturare, ceea ce implică formarea TiSi_2 direct pe substratul de Si cu orientarea cristalografică (111).

În sfârșit, s-a investigat comportarea structurii sintetizate ca barieră de difuzie în metalizarea cu Al a Si. Pentru aceste teste, pe suprafața probelor neiradiate sau iradiate cu 10, 25 sau 50 de pulsuri laser consecutive s-au depus printr-un procedeu fotolitografic structuri de 100 μm diametru de Al. (stratul de Al, depus prin evaporare în vid, avea o grosime de 1 μm). Aceste structuri au fost introduse în cuptor la 550°C pentru 30 de minute. După tratamentul termic, Al a fost îndepărtat prin spălare cu o soluție de acid nitric, acid ortofosforic și acid acetic iar morfologia zonelor de contact a fost investigată prin microscopie electronică prin baleiaj. În figura 4a, b, c și d sunt prezentate imaginile zonelor de contactare din proba neiradiată și respectiv iradiată cu 10, 25 și 50 de pulsuri laser.

Se poate observa că în timp ce zona neiradiată a fost complet distrusă, în urma tratamentului, zonele iradiate cu 10 și 25 de pulsuri laser au suportat mai bine tratamentul termic, deși precipitate de Si (particule albe) se observă pe suprafața lor. În zona iradiată cu 50 de pulsuri laser, bariera de difuzie formată a acționat eficient, împiedicând complet interdifuzia Si cu Al.

3. Concluzii

S-a observat că structurile de TiN/TiSi_2 sintetizate prin iradiere laser sînt bariere de difuzie eficiente, rezistînd la 550°C timp de 30 minute fără degradarea interfeței Al-Si și a cerințelor proprietăților electrice.

De asemenea, procesarea laser răspunde pe deplin cerințelor impuse de tehnologia VLSI.

Bibliografie

- [1] Dascălu, D., Brezeanu, Gh., Dan, P. Al. Contactul metal semiconductor în microelectronică, Ed. Academiei, București, 1988.
- [2] Wittmer, M. J. Vac. Sci. Technol. **A2**, 273 (1984).
- [3] Kim, M. J., Skelly, D. W., Saio, R., Smith, G., and Brown, D. M. J. Electrochem. Soc. **134**, 2603 (1987).
- [4] Kolawa, E., So, F. C. T., T-S Pan, E. and Nicolet, M-A: Appl. Phys. Lett., **50**, 854 (1987).
- [5] Kolawa, E., So, F. C. T., Tandon, J. L. and Nicolet, M-A: J. Electrochem. Soc. **134**, 1759 (1987).
- [6] Adams, E. D., Ahn, K. Y. and Brodsky, S. B. J. Vac. Sci. Technol. **A3**, 2264 (1985).
- [7] Suni, I., Blomberg, M., and Saarilahti, J: J. Vac. Sci. Technol. **A3**, 2233 (1985).
- [8] Maeda, T., Nakayama, T., Shima, S and Matsunaga, J: IEEE Trans. El. Dev., **ED-34**, 599 (1987).
- [9] Murarka, S. P. J. Vac. Sci. Technol. **B4**, 1325 (1986).
- [10] Scott, D. B., Chamran, R. A., Wei, C-C, Mahant-Shetti, S. S. Haken, R. A., Holloway, Th. C. IEEE Trans. El. Dev., **ED-34**, 562 (1987).
- [11] Crăciun, V., Mihăilescu, I. N., Ursu, I., Crăciunoiu, F., Corici, A., Leggieri, G., Luches, A., Nassisi, V. and Martino, M. Appl. Phys. Lett., **52**, 1225 (1988).
- [12] Crăciun, V., Mihăilescu, I. N., Nsitor, L. C., Popa, Al., Teodorescu, V. S., Luches, A., Nassisi, V., Martino, M., Crăciunoiu, F., Corici, A., Andrei, A., Semenescu, Gh., Oncioiu, Gh. 1st Gr-1 International Conf. „New Laser Technologies and Applications” ed. A. A. Caralelas and T. Letardi, 195 (1989) Bologna.
- [13] Pellerin, F., Bodin, C and Pech, T. J. Vac. Sci. Technol. **A5**, 1371 (1987).
- [14] Beyers and R. Sinclair, J: Appl. Phys. **57**, 5240 (1985).

CZ 659.14: 669.1

DIFUZIE
STICLĂ DE FOSFOR
MASCARE

Structuri multistrat pentru mascarea locală eficientă a difuziilor din sticlă de fosfor

MĂDĂLINA OHANESIAN, ADRIAN VERON* — BUCUREȘTI

Introducere

Mascarea difuziilor în Si de către oxidul său, SiO_2 , a constituit baza dezvoltării tehnologiei planare. Cu toate că proprietățile de mascare globală a SiO_2 au fost clarificate, relativ recent au fost raportate penetrări locale ale sticlelor de dopare prin oxidul de mascare [1]. Defectele induse în Si degradează CI MOS [2], CI bipolare [3] și tranzistoarele de putere [4]. Îngroșarea oxidului de mascare [4] sau adăugarea unui strat Si_3N_4 [1] nu a eliminat complet aceste defecte. În lucrare este propusă o nouă structură a stratului de mascare, care poate bloca penetrările locale ale dopanților în Si. Eficiența de mascare este verificată experimental în cazul difuziilor puternice din sticlă de fosfor (PSG).

1. Procedura experimentală

Trei structuri de mascare distincte (fig. 1) au fost supuse unei predifuzii de fosfor la 1000–1150°C, timp de 15 min, cu o concentrație mare de POCl_3 (1,8% mol), urmată de

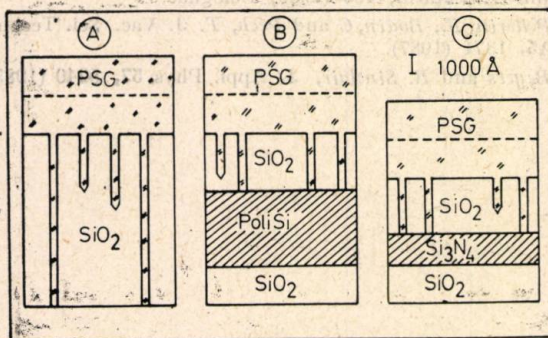


Fig. 1. Structura straturilor de mascare analizate.

o difuzie la 1100°C, în N_2 , timp de 1–3 ore. S-au utilizat plachete de Si CZ n/n^+ , cu diametrul de 76 mm și orientarea (111), având stratul epi de rezistivitate 30 ohm/cm și grosime 50 μm . Straturile de mascare au fost realizate CVD astfel: SiO_2 din TEOS la 760°C și 0,2 torr, Si_3N_4 din SiH_4 și NH_3 la 780°C și 760 torr, iar polisiliciu din SiH_4 la 600°C și 0,3 torr.

* Intreprindere de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

Structurile complete au fost densificate la 900°C, 30 min în N_2 . Eficiența de mascare locală a structurilor analizate a fost evaluată prin trei metode distincte: (i) dizolvarea PSG în soluție „P-etch”, urmată de decorarea electroforetică cu Cu a porilor deschiși în stratul de mascare [4]; (ii) revelarea defectelor induse în cristalul de Si cu soluția Wright după îndepărtarea straturilor de mascare; (iii) determinarea distribuției tensiunilor de străpungere a diodelor cu poartă realizate după îndepărtarea straturilor de mascare prin efectuarea difuziei de bază pentru tranzistoare de putere. Pentru aceste dispozitive difuziile de fosfor au avut rolul unei etape de getterare de tip POGO. Examinarea defectelor de decorare electroforetică și a celor revelate în cristal a fost efectuată prin microscopie optică și electronică.

3. Rezultate și concluzii

Examinarea cristalelor de Si după revelare a pus în evidență prezența unor defecte specifice penetrării locale a fosforului prin stratul de mascare (fig. 2). Plachetele martor neintroduse la predifuziile de fosfor nu conțin astfel de defecte. Expunerea directă (fără acoperire cu SiO_2) a straturilor de Si_3N_4 sau polisiliciu la predifuzii de peste 1100°C a condus la degradarea accentuată a acestora datorită interacțiunii cu PSG lichid (fig. 3). Densitățile medii ale defectelor de decorare și ale celor de cristal sînt indicate în figura 4 în funcție de temperatura de predifuzie. Numărul defectelor de cristal crește rapid cu temperatura de predifuzie și lent cu timpul de difuzie. Bariera de polisiliciu

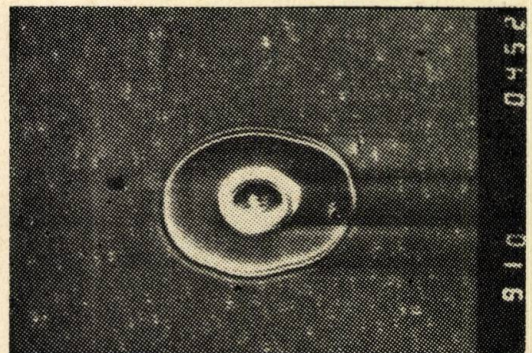


Fig. 2. Defecte de penetrare locală a fosforului în siliciu

reduce drastic aceste defecte la timpi scurți de difuzie, dar este penetrată treptat după 3 ore de difuzie. Bariera de Si_3N_4 prezintă densitatea cea mai mică de defecte după 3 ore de difuzie. Defectele de decorare mai numeroase în cazurile A și B indică străpun-



Fig. 3. Polisiliciu degradat de interacțiunea cu PSG la 1100°C.

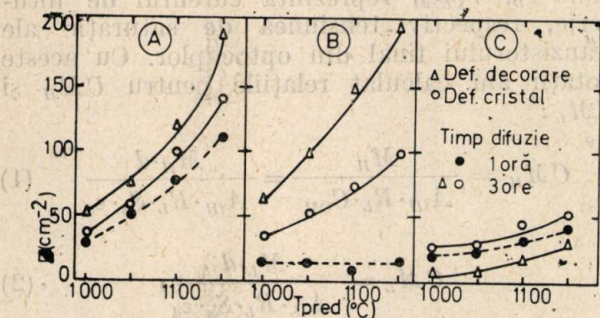


Fig. 4. Densitățile medii ale defectelor în funcție de condițiile difuziei de fosfor.

gerea dielectrică suplimentară a porilor parțial deschiși în stratul de SiO_2 expus la PSG. În cazul C soluția „P-etch” nu a dizolvat canalele formate de PSG în Si_3N_4 , probabil datorită formării unei sticle complexe. Activitatea electrică a defectelor de dopare locală n^+ a fost analizată prin măsurarea tensiunii de stră-

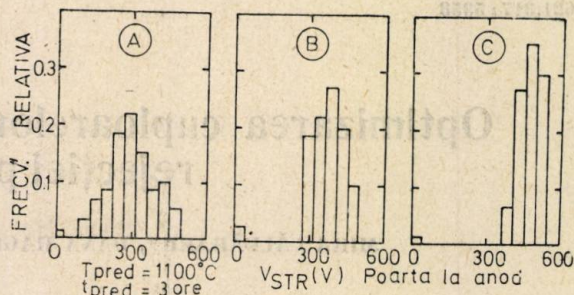


Fig. 5. Distribuțiile tensiunilor de străpungere ale diodelor cu poartă.

pungere la 100 μA a diodelor cu poarta în gol, respectiv cu poarta conectată la anod. Prezența defectelor de cristal n^+ în regiunea de sarcină spațială extinsă sub poartă reduce semnificativ tensiunea de străpungere a diodelor (fig. 5). În concluzie se constată că penetrarea locală a PSG în Si poate fi practic blocată prin utilizarea unui strat de mascare complex format din trei elemente: (i) un strat subțire SiO_2 necesar pentru pasivarea și protecția suprafeței Si; (ii) un strat de barieră Si_3N_4 sau polisiliciu; (iii) un strat de SiO_2 de sacrificiu dizolvat parțial de PSG lichid până la saturarea cu SiO_2 la temperatura de proces. Bariera de polisiliciu blochează complet penetrările la timpi scurți de difuzie, în timp ce Si_3N_4 este eficientă și la difuziile mai lungi. Structurile propuse permit creșterea randamentelor limitate de efectele electrice nocive ale penetrărilor locale în Si.

Bibliografie

- [1] Blackstone, S. J. *Electrochem. Soc.*, **129**, p. 667, 1982.
- [2] Jastrzebski, L. *IEEE J. Sol. State Circuits*, **SC-15**, p. 759, 1980.
- [3] Alvarez, A. R. J. *Electrochem. Soc.*, **131**, p. 1438, 1984.
- [4] Ohanesian, M., Veron, A. *Extended Abstracts*, **88-1**, *Electrochem. Soc. Meeting*, Atlanta, Georgia, p. 281, 1988.

CZ 621.317: 5358

CUPLOARE OPTICE
REJECTIA SEMNALELOR DE MOD COMUN
FACTOR DE TRANSFER

Optimizarea cuploarelor optice pentru maximizarea rejecției pe mod comun

MIRA CĂLDĂRARU*, DANA HAGIMĂ*, ANCA PARASCHIV* — BUCUREȘTI

Introducere

Cuploarele optice, dispozitive larg utilizate pentru avantajele ce le prezintă (izolare galvanică perfectă, imunitate la interferențe și zgomot, viteză de răspuns ridicată), au fost realizate în CCSIT-CE în diferite tipologii, urmărindu-se îmbunătățirea parametrilor de transfer (factor de transfer în curent CTR, timp de răspuns).

Datorită existenței capacității de cuplaj C_{CM} (fig. 1), semnalele de ieșire pot fi alterate de semnalele de mod comun. Lucrarea urmărește

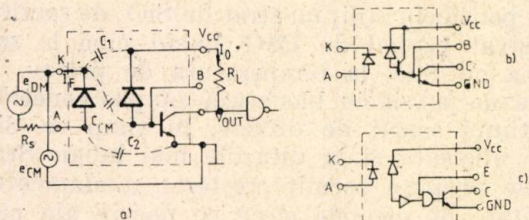


Fig. 1. Tipuri de cuploare optice pentru rejecție a semnalelor de mod comun: a) tip A; b) tip B; c) tip C.

proiectarea corespunzătoare a configurației cuploarelor optice de viteză și factor de transfer în curent ridicat în scopul maximizării factorului de rejecție pe mod comun.

1. Factorul de rejecție pe mod comun

Parametrii ce caracterizează rejecția dinamică pe mod comun în cazul funcționării digitale se notează cu CM_H , respectiv CM_L . CM_H și CM_L reprezintă variațiile maxim admise ale semnalelor de mod comun, de_{CM}/dt , care nu produc modificări parazite ale stării logice de la ieșire pentru starea inițială HIGH, respectiv LOW. Fotodetectoarele integrate din cuploarele din figura 1 se pot echivala cu o fotodiodă urmată de un amplificator de curent de amplificare A_i . Pentru cazul în care optocuplorul comandă o poartă logică, se pot de-

fini imunitățile la perturbații M_L și M_H pentru sistemul optocuplor-poartă logică în mod analog cu cele de la CI digitale [1]:

$$M_H = V_{OH_{min}} - V_{IH_{min}} = (V_{CC} - R_L I_D) - V_{IH_{min}}$$

$$M_L = V_{IL_{max}} - V_{OL_{max}} = V_{IL_{max}} - V_{CEsat}$$

unde I_D , V_{CEsat} reprezintă curentul de întineric, respectiv tensiunea de saturație ale tranzistorului final din optocuplor. Cu aceste notații am calculat relațiile pentru CM_H și CM_L :

$$CM_H = \frac{M_H}{A_{iH} \cdot R_L \cdot C_{CM}} = \frac{M_H \cdot d}{A_{iH} \cdot R_L \cdot S_s \cdot \epsilon_d} \quad (1)$$

$$CM_L = \frac{M_L \cdot d}{A_{iL} \cdot R_L \cdot S_s \cdot \epsilon_d} \quad (2)$$

unde A_{iH} , A_{iL} — amplificările în curent în starea blocat, respectiv saturat; S_s — aria echivalentă a condensatorului C_{CM} ; ϵ_d — permitivitatea dielectrică a rășinii de izolare; d — distanța dintre structuri; R_L — rezistența de sarcină.

Factorul de transfer în curent — CTR, calculat în funcționare normală este:

$$CTR = I_O/I_F = A_i \cdot R_{PD}(\lambda_p) \cdot \frac{I_e}{d^2} \cdot \frac{1}{I_F} \cdot S_a, \quad (3)$$

unde: $R_{PD}(\lambda_p)$ — responsivitatea fotodiodei la lungimea de undă λ_p emisă de IRED; I_e — intensitatea radiantă a IRED-ului; S_a — aria activă a fotodiodei.

Din relațiile (1)÷(3) rezultă că nu se pot obține simultan factori de rejecție pe mod comun și factor de transfer în curent de valoare mare ($CM_{H/L} \sim d/A_i$, $CTR \sim A_i/d^2$). Pentru a putea compara cele trei tipuri de cuploare am calculat factorii de merit, FM :

$$FM_{H/L} = CM \cdot CTR \cdot R_L = R_{PD}(\lambda_p) \cdot$$

$$\frac{I_e}{I_F} \cdot \frac{1}{d \cdot \epsilon_d} \cdot \frac{S_a}{S_s} \cdot \frac{A_i}{A_{iH/L}} \cdot M_{H/L}$$

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

Tabelul 1

tipul de cuplor	CTR [%]	CM_H [V/μs]	CM_L [V/μs]	FM_H [V/μs]	FM_L [V/μs]
A	10	≥1400	≥1000	>560	>400
B	250	≥750	≥500	>1800	>1250
C	1000	≥100	≥150	>3000	>4500

Deci, pentru un factor de merit ridicat este necesar să se optimizeze procesul tehnologic de realizare a structurilor și de încapsulare pentru a se obține valori performante pentru următorii parametri optoelectronici:

— responsivitatea fotodiodei $R_{PD}(\lambda_p)$ (s-a proiectat și obținut $R_{PD} \geq 0,35$ A/W pentru $\rho_{epi} \approx 5 \Omega\text{cm}$, $x_{epi} = 10 \mu\text{m}$, $x_j \leq 2,5 \mu\text{m}$) [2];

— constanta de emisie a IRED-ului, $K = I_e/I_F \left(K > 10 \frac{\text{mW}}{\text{A} \cdot \text{sr}} \right)$;

2. Rezultate experimentale

În tabelul 2 se dau parametrii de cuplaj (CTR , V_{I-O} , $C_{I-O} = C_{CM} + C_1 + C_2 \approx 10 C_{CM}$) ai optocuploarelor de tip A și B realizate cu parametrii tehnologici dați anterior, comparativ cu cei ai unor mostre produse de RFT (MB 104) și TESLA. Pentru evaluarea factorilor de rejecție $CM_{H/L}$ s-a aplicat un semnal de mod comun cu $dC_{CM}/dt = 5 \text{ V}/1,5 \text{ ns}$. Variațiile tensiunii de ieșire ΔV_o rezultate (tabelul 2) sînt sub 100 mV, neproducînd tranziții parazite ale stării logice, deci $CM_{H/L} \geq 3000 \text{ V}/\mu\text{s}$. Cînd tranzistoarele finale lucrează aproape de regiunea activă normală, valoarea amplificărilor $A_{iH/L}$ tinde spre valoarea A_i , rezultînd o creștere a variațiilor ΔV_o , creștere verificată și experimental. Din măsurătorile efectuate rezultă că, din punct de vedere al rejecției pe mod comun, performanțe superioare au cuploarele de tip A (cu un singur etaj de amplificare) și cele cu capsule optimizate (cu 2×4 terminale).

Tabelul 2

tipul de cuplor	CTR [%]	V_{I-O} [V]	C_{I-O} [pF]	ΔV_{OL} [mV]		ΔV_{OH} [mV]	$CM_{H/L}$ [V/ns]
				$V_{OL} \leq 0,1 \text{ V}$	$V_{OL} \geq 0,3 \text{ V}$		
A	20	>2500	0,74	15	50	15	>3
A	9	>2500	0,70	15	45	15	>3
MB 104 (tip A)	100	>2500	0,60	30		50	>3
B(2×3 terminale)	100	>2500	0,85	50	200	50	>3
B(2×4 terminale)	500	>2500	0,66	20	75	10	>3
TESLA (tip B)	124	>2500	0,57	30		50	>3

— aria activă a fotodiodei cît mai mare ($S_a/S_s \approx 0,25$) obținută prin proiectarea optimă a lay-outului circuitului;

— produs $d \times \epsilon_a$ cît mai mic fără a afecta tensiunea de izolare; rezultă $d \geq 1 \text{ mm}$ și $\epsilon_a/\epsilon_0 \geq 2,5$.

Cu aceste valori s-au calculat factorii $CM_{H/L}$, $FM_{H/L}$, CTR pentru cele trei tipuri de cuploare rezultînd performanțele teoretice din tabelul 1. Din datele obținute rezultă că pentru a obține cuploare atît cu CTR cît și cu $CM_{H/L}$ de valori foarte ridicate este necesară îmbunătățirea tehnologiei în scopul scăderii suplimentare a capacității C_{CM} (prin introducerea unui ecran metalic transparent între structuri).

3. Concluzii

S-au realizat cuploare optice optimizate pentru rejecția semnalelor de mod comun: $CM_{H/L} > 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$. Pentru a obține performanțele de rejecție maxime circuitul exterior trebuie proiectat astfel încît să se asigure intrarea tranzistorului final în blocare și saturație adîncă, astfel încît $A_{iH/L} \ll A_i$ și deci $FM_{H/L} = \text{max}$.

Bibliografie

- [1] Vătășescu, A. Dispozitive semiconductoare, Ed. Tehnică 1975.
- [2] Hagimă, D. ș.a. E.E.A. Automatica și Electronica, 30, nr. 1, p. 22.
- [3] Hagimă, D. ș.a. Lucrările CAS, 1986, p. 79.

Circuitul conține o protecție termică (realizată cu tranzistorul Q_8 și rezistoarele R_6, R_7) ce limitează temperatura structurii la $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$. De asemenea, tranzistorul Q_{13} , împreună cu diodele Zener $Dz2, Dz3$ și rezistoarele $R_9 \div R_{12}$ asigură atât limitarea curentului de ieșire ($I_{Omax} = 250\text{ mA}$ la $T_J = 25^\circ\text{C}$) cât și a puterii disipate ($P_{Dmax} = 5\text{ W}$ la $T_J = 25^\circ\text{C}$).

Folosind programul AEROSPICE s-au obținut următoarele performanțe teoretice la $T_j = 25^\circ\text{C}$ pentru varianta ROB 78L05: o stabilizare de intrare.

$$k_I \Big|_{\substack{I_0=50 \text{ mA} \\ V_I=8 \div 20 \text{ V}}} = 15,5 \text{ mV}$$

și o stabilizare de sarcină

$$k_L \Big|_{\substack{V_I=10 \text{ V} \\ I_0=1 \div 50 \text{ mA}}} = -3,9 \text{ mV}$$

2. Aspecte tehnologice

Circuitele ROB 78LXX sint proiectate pentru un proces planar epitaxial clasic cu următorii parametrii:

CZ 681.3: 681.326

- epitaxie: $\rho_{epi} = 5\Omega \cdot \text{cm}$; $X_{epi} = 15 \mu\text{m}$
- difuzie de bază: $R_{\square} = 200 \Omega/\square$, $X_{jB} = 3,5 \mu\text{m}$

Este necesară obținerea unor tranzistoare cu $V_{CEO} \geq 40 \text{ V}$, $\beta_{npn}(1\text{mA}) \geq 60$, $\beta_{pnp-1}(100 \mu\text{A}) \geq 8$.

3. Concluzii

S-au rezolvat problemele legate de asimilarea familiei de stabilizatoare ROB 78LXX ce prezintă performanțe comparabile cu produsele realizate pe plan mondial.

Bibliografie

- [1] ***National Semic. Corp. Voltage Regulator Hand Book, 1978.

ANALIZOR LOGIC
MENIU INTERACTIV
APARAT PROGRAMABIL

Facilitățile unui analizor logic programabil în testarea automată a sistemelor digitale

ANCA SIMONA CAPRINI *, FELICIA CRIȘAN * — BUCUREȘTI

Introducere

Analizorul de stări logice prezentat, aflat în fază de prototip, este echipat cu interfețe de comunicație standard și poate constitui nucleul unui sistem avansat de testare automată, cu aplicații în cercetare sau producție. Aparatul, complet programabil, este realizat pe baza unei configurații extinse a microprocesorului MMN 80 și oferă facilități multiple pentru testarea hard și soft a celor mai diverse sisteme digitale.

1. Interfețe de comunicație implementate

Aparatul este prevăzut cu cele două interfețe standard, uzuale atât pentru micro-minicalculatoare și dispozitivele lor periferice, cât și pentru aparatele de măsură și control: interfața serială RS 232 C și interfața paralelă CEI-625. Interfețele, realizate cu componente din familia microprocesorului MMN 80 și cu circuite TTL-LS, sint bidirecționale și asigură programarea de la distanță a tuturor funcțiilor și condițiilor de achiziție ale aparatului, cât și transmiterea stării și a datelor. Suplimentar, există o ieșire de hardcopy pentru orice ima-

gine de pe display. De menționat, că interfețele sint disponibile simultan și permit configurarea flexibilă a sistemelor de testat, ca în exemplul din figura 1. Interfața CEI-625 din aparat asigură funcțiile AH1, SH1, T5,

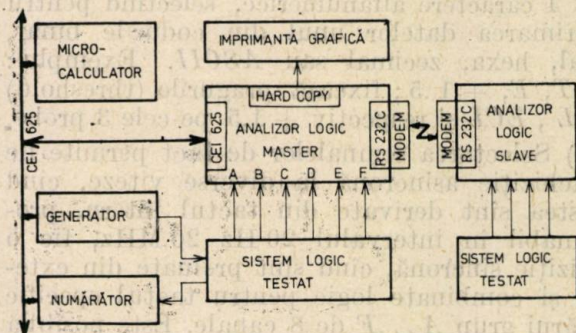


Fig. 1. Sistem ierarhizat de testare logică automată — momentul de obținere a diverselor date achiziționate.

L4, RL1, DT1, DC1 și o viteză de comunicație a datelor de aproximativ 20 kbytes/s. Adresa din sistem și caracterul de sfârșit de mesaj transmis de analizor se pot preciza de către utilizator în cadrul meniului de intrare/ieșire. Acest meniu permite pentru interfețele seriale alegerea vitezei între 110 bd și 19200 bd, a numărului de biți de stop, parității, lungimii

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică — București.

cuvîntului și a protocolului de transmisie. În plus, se programează ceasul de timp real, incorporat în analizor, care furnizează informații asupra momentului de obținere a diverselor date achiziționate.

2. Opțiunile de lucru ale analizorului, programate de la distanță

Caracterul versatil al analizorului, ușor adaptabil de către utilizator la cele mai diverse aplicații, este dat de numeroasele sale opțiuni de lucru, sintetizate în 8 meniuri interactive, selectate în modul local cu ajutorul celor 40 taste cu funcții duble de pe panou, iar la interconectarea într-un sistem automat prin datele de programare în cod ASCII recepționate prin interfață. Comenzile de programare, aceleași pentru cele două tipuri de interfețe, simulează toate intrările de la taste, fiind structurate pentru o interpretare ușoară și concizie maximă. Se folosesc mnemonice de 2 litere, derivate din denumirile în limba engleză, care sînt afișate și pe display. Sintaxa comenzii include în cazul general operanzi și argumente, cu separatori între cîmpuri. În continuare, se specifică cele mai importante facilități ale analizorului, exemplificîndu-se comenzile de programare de la distanță.

a) Configurarea celor 48 canale de intrare, împărțite în 3 secțiuni corespunzătoare probelor *A-B*, *C-D*, *E-F* se poate face prin alegerea modului glitch, eșantionat și demultiplexat și a pragurilor *TTL*, *ECL* sau variabile în domeniul $-9,9 \dots +9,9$ V, cu pas 100 mV. Un număr oarecare de canale, avînd logica pozitivă sau negativă, se poate adresa ca o unitate, asociată unei etichete generice de maxim 4 caractere alfanumerice, selectînd pentru exprimarea datelor unul din codurile binar, octal, hexa, zecimal sau *ASCII*. Exemplu: *THT*, *E*, $+1.5$; fixează pragurile (threshold) *TTL*, *ECL* și respectiv $+1,5$ pe cele 3 probe.

b) Selectarea semnalelor de tact permite fie o achiziție asincronă la diverse viteze, cînd acestea sînt derivate din tactul intern, programabil în intervalul 20 Hz 20 MHz, fie o achiziție sincronă, cînd sînt preluate din exterior și combinate logic pentru tactul specific fiecărui grup *A...F* de 8 canale. Este posibilă și o achiziție multifazică, cînd se utilizează simultan tacturile interne și externe. Exemplu: *TA* $+ - + . + -$; programează tactul extern asociat grupului *A* ca o combinație logică *SAU* între cele 6 semnale de tact externe, aferente grupelor *F...A*, active pe frontul $+$, respectiv $-$; sau neactivate ($.$).

c) Captarea selectivă a secvențelor dorite din fluxul de date de la intrare se poate obține prin editarea unui program de maxim 16 ni-

vele, cuprinzînd ecuații de sincronizare, care conțin în sintaxa lor comandă, condiție și argument. Comenzile sînt *TRACE*, *WAIT*, *JUMP*, *ADVANCE*, *STCP*, condițiile *IF*, *UNTIL*, *ONLY*, *FOR*, *ALL*, *ON*, iar argumentele evenimente particulare sau întirzieri. Exemplu: *LV 1 TRU 5*; *ADI 7*; la acționarea nivelului (level) 1 se va achiziționa pînă la întîlnirea evenimentului 5 sau se va avansa la nivelul următor, dacă se întîlnește evenimentul 7.

d) Definirea evenimentelor interesante, incluse în ecuațiile de sincronizare, se realizează prin atribuirea unui număr între 1 și 50 și specificarea valorilor pentru etichete, respectînd condițiile de format de la configurare. Exemplu: *SP 5*, 10011, 5 *F*, 365; descrie evenimentul (sample) 5, caracterizat pentru fiecare din cele 3 etichete (definite la configurare), de valorile cuprinse între separatori.

e) Armarea analizorului în vederea declanșării procesului de achiziție se poate face de la o sursă internă sau externă, cu realizarea unei singure achiziții sau a repetării acestora, cu posibilitatea de oprire la întîlnirea condiției de egalitate sau inegalitate la compararea cu memoria de referință între limite specificate. Exemplu: *ASI*; definește sursă internă de armare, iar *SW* $\neq$ oprește achiziția (stop when) la întîlnirea unei diferențe între cele două memorii.

3. Date furnizate de analizor

Analizorul afișează pe ecranul propriu sau transmite în exterior datele achiziționate, care permit o analiză de stare, de timp și de performanțe. Informațiile cele mai importante se referă la conținutul memoriei de achiziție și/sau de referință, la valorile cursorilor de control sau referință, a numărătorului de adrese, corespunzător ultimei achiziții, a ceasului de timp real sau la numărul de diferențe rezultate în urma comparării celor două memorii. Datele memorate pot fi prezentate sub formă tabulară, în codurile specificate la configurare, dezasamblate ca mnemonice pentru microprocesoarele 8080, Z80, 8086; Z8000, ca diagrame de timp, ca grafic de evoluție în timp și ca diagramă pentru analiza de zgomot.

Analizorul poate transmite de asemeni starea tuturor parametrilor care au determinat achiziția, facilitate deosebit de utilă atît pentru documentație, cît și pentru memorare în vederea reluării unor teste în aceleași condiții

4. Concluzii

Facilitățile de analiză logică, sintetizate în lucrare, acoperă practic cele mai moderne necesități de testare și sint implementate într-un aparat de performanțe ridicate, ce combină o structură flexibilă, controlată de microprocesorul MMN 80, cu o interfață prietenoasă către utilizator, atât în configurația locală, cât și încadrat în sisteme automate.

CZ 621.375: 681.17

Topologii de circuit specifice în circuitele integrate de convorbire telefonică—ROB 285 și ROB 1060

MIHAI MĂRGĂRIT, PAUL POPESCU—București

Introducere

Circuitele integrate de convorbire telefonică sînt în principiu amplificatoare de tensiune telealimentate. Aceste circuite trebuie să asigure o serie de condiții de lucru, cum ar fi: sensibilitatea amplificatorului de microfon de ordinul $1\text{ mV} \div 3\text{ mV}$, funcționarea în parametri pe o plajă largă a curentului de linie (de la 5 mA pînă la 80 mA), asigurarea unei amplificări controlate prin lungimea liniei telefonice, realizarea funcției de atenuare a efectului local.

1. Topologii de circuit specifice

O primă implementare a acestor funcții s-a realizat pe circuite din generația întâi. Ideea de bază și care este preluată și la circuitele ulterioare este aceea a plasării amplificatorului de emisie și a amplificatorului de recepție pe cîte o diagonală a unei punți care se află la echilibru în timpul funcționării propriului amplificator de emisie. În felul acesta se asigură atenuarea efectului local, întrucît semnalul la intrarea propriului amplificator de recepție este nul. Configurația utilizată în circuitele ROB 285 este prezentată în figura 1. Acest mod de a dispune cele două amplificatoare este utilizat în principiu și la ROB 1060.

O problemă specifică acestor circuite este telealimentarea prin centrala telefonică. În figura 2 se prezintă schematic configurația prin care circuitul ROB 1060 realizează simultan două funcții: aceea de alimentare din linia telefonică și de amplificarea a semnalului

Bibliografie

- [1] Wickliff, G. R. Expanding logic analyzer capabilities by means of the HP-IB, *Hewlett-Packard Journal*, Oct. 1979".
- [2] * * *, PM 3565 Logic analyzer", *Philips, T M News*, Aug. 1986.
- [3] Gehrke, C. „Logic analysis system", *Logik — Messtechnik Seminar*, Rhode-Schwarz, 1987.

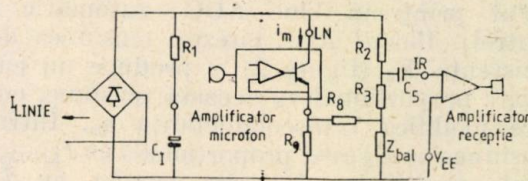
AMPLIFICATOR DE EMISIE ȘI DE RECEPȚIE
CONTROL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII

Fig. 1 — Amplificatoarele de emisie și recepție amplasate în punte.

el preluind curentul de linie. Dar T_1 se află pe calea de semnal, astfel încît pentru polarizarea bazei se folosește un amplificator diferențial, avînd borna neînversoare la un potențial fixat prin R_1 , R_2 , C_{REG} . Trebuie men-

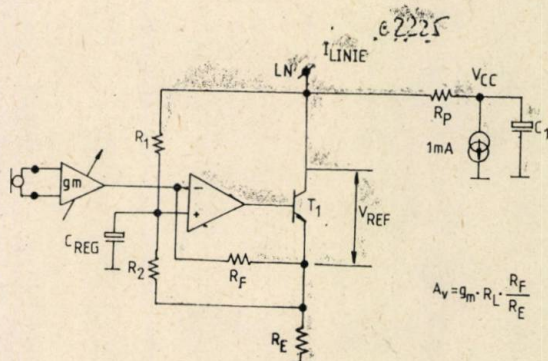


Fig. 2 — Reg latorul serie, giratorul și amplificatorul de emisie la ROB 1060.

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

ționat că această configurație, în care condensatorul C_{REG} este virtual conectat în baza lui T_1 , simulează un girator necesar pentru rejecția semnalului la borna neînversoare a amplificatorului diferențial. În absența condensatorului C_{REG} acest semnal apare la borna neînversoare întrucât în colectorul lui T_1 există semnal cu amplitudinea de $5 V_{pp}$. Alimentarea propriu-zisă a circuitului se realizează cu oglinzi de curent autopolarizante care absorb un curent de circa 1 mA, indiferent de tensiunea de la borna V_{CC} . Impedanța de intrare în circuit este simulată de configurația din figura 3.

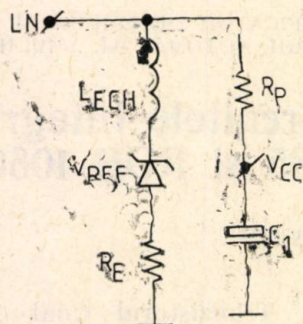


Fig. 3. Impedanța echivalentă a circuitului ROB 1060.

Semnalul microfonic este preluat de un etaj de transconductanță și aplicat bornei înversoare. Cîștigul etajului transconductanță este controlat printr-un bloc AGC (automatic gain control). Blocul AGC citește tensiunea de pe rezistența R_E (figura 2) și produce un curent invers proporțional cu aceeași tensiune, curent care modifică transconductanța g_m . Întrucît tensiunea pe R_E este proporțională cu I_{LINE} , cîștigul amplificatorului este corelat cu I_{LINE} ca în figura 4.

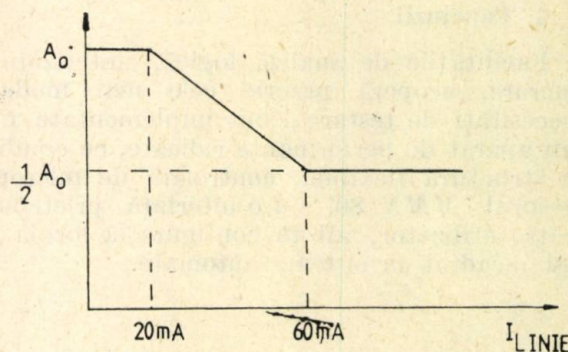


Fig. 4. Caracteristica de amplificare a circuitului ROB 1060.

Circuitele de convorbire lucrează la tensiuni de alimentare reduse, variind de la 4 V pînă la 12 V în cazul circuitului ROB 285 și de la 4 V pînă la 7 V la ROB 1060. În aceste condiții ambele circuite utilizează la recepție amplificatoare de ieșire clasă B în punte, mărind astfel excursia de tensiune în cască.

2. Concluzii

Circuitele de convorbire telefonică constituie o clasă aparte de circuite, caracterizate prin tehnicile de alimentare, prin tehnicile de monitorizare a curentului de linie, precum și prin utilizarea unor configurații specifice în care sînt amplasate amplificatorul de emisie și de recepție: giratorul și configurația în punte.

Bibliografie

- [1] Syjberg, M. P. Application of the circuit TEA 1060 1983.
- [2] Erratico, P., Paparo, M. LS 285 Speech Circuit, 1978

CZ 658.52: 621.3

MICROCALCULATOR MIND
AUTOMATIZĂRI
TRANSPORTURI ȘI TELECOMUNICAȚII

Microcalculator modular cu destinație industrială MIND

CORNEL ROTARU, PETRIȘOR ION, MIHAI OTOBÎCU, ANCA BANTO, STEFAN BANTO, GEORGE SARLĂU,
PATRIȚIA MUNTEANU, CONSTANTIN POPESCU, CARMEN CONSTANTINESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

MIND este un microcalculator modular, de aplicație, configurabil de către utilizator în funcție de cerințele acestuia, realizat cu circuite integrate din familia MMN 80 și CMOS seria 4000 B. Pentru a răspunde cerințelor variate ale utilizatorilor fiecare funcțiune este implementată pe module specifice, conectate pe o magistrală unică — STD Z80 CMOS [1,2].

1. Descriere generală

Necesitatea de a asigura o viteză mai mare pentru funcționarea circuitelor integrate CMOS și a unei margini de zgomot mai ridicate a impus folosirea pe magistrală a nivelelor CMOS de 12 V–15 V ($V_{ih\ min} = 9\text{ V}$; $V_{il\ max} = 3\text{ V}$).

Pe magistrala STD Z80 CMOS se cuplează un modul MIND UC2 care este echipat cu microprocesor MMN 80 CPU, 1 Koctet de memorie RAM static, soclu pentru EPROM 2716 sau 2732 și circuit de ceas cu frecvența de 2,5 MHz. Adresa de restart este selectabilă prin jumpere. Celelalte module se pot cupla mai multe pe magistrală, adresele putînd fi selectabile prin jumpere. Sistemul astfel format acceptă extensie de memorie pînă la 128 Kocteți și I/O pînă la 512 porturi de 8 biți (fig. 1).

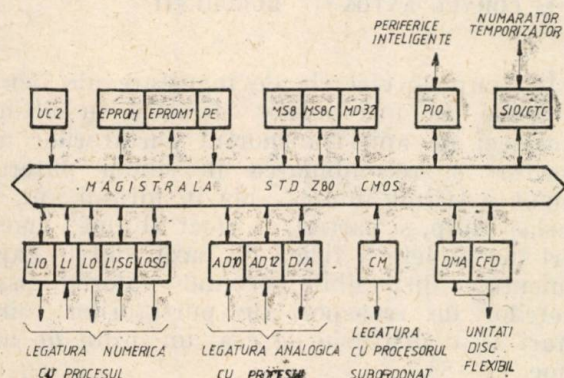


Fig. 1. Schema bloc a microcalculatorului „MIND”.

În cazul în care aplicația necesită mai multă memorie decît cea existentă pe UC2 se vor folosi modulele următoare:

— MIND EPROM conține 8 socluri de 24 pini pentru memoriile tip 2716 sau 2732 (maximum 16/32 Kocteți) care se pot plasa și neconsecutiv;

— MIND EPROM 1 avînd aceiași funcțiune și posibilitatea selectării blocurilor de cîte 4 socluri prin port de I/O realizîndu-se astfel paginarea de memorie EPROM. Microcalculatorul MIND asigură și facilitatea programării memoriilor tip 2716 cu ajutorul modului MIND PE;

— MIND MS8 memorie RAM static 8 Kocteți realizată cu circuite integrate MMN 2114 și varianta MS8C care este echipată cu memorii CMOS avînd posibilitatea salvării conținutului la căderea tensiunii de alimentare prin comutarea alimentării modului pe baterii;

— MIND MD32 memorie dinamică 32 Kocteți este implementată cu circuite integrate MMN 4116, reîmprospătarea memoriilor fiind asigurată de microprocesor.

Sistemul se poate conecta serial la un alt calculator sau terminal alfanumeric prin intermediul modului MIND SIO/CTC echipat cu circuite integrate MMN 80 SIO avînd 2 canale de transmisie/recepție serială în standardul RS 232 din care unul poate fi folosit și în standardul buclă de curent de 20 mA. Modulul mai asigură la ieșire și 6 canale numărător/temporizator implementate cu 2 circuite integrate MMN 80 CTC.

Pentru cuplarea cu perifericele inteligente, cum ar fi imprimanta paralelă, cititor-perforator bandă de hîrtie... se folosește modulul MIND PIO echipat cu 2 circuite integrate MMN 80 PIO [2, 3].

Legătura numerică cu diverse procese este asigurată de module MIND LIO (16 linii de intrare/16 linii de ieșire), MIND LI (32 linii de intrare), MIND LO (32 de linii de ieșire). Nivelele de tensiune pot fi selectate prin jumpere la 5 V, 12 V ieșirile fiind de tip open-drain cu capacitatea de curent de maximum 120 mA, putînd comanda direct relee și tranzistoare de putere. Pentru a obține separarea galvanică între procesul industrial și sistem se vor folosi modulele MIND LISG avînd 16 linii de intrări și MIND LOSG avînd 8 linii de ieșiri ambele fiind echipate cu optocuplare.

* Intreprinderea Microelectronica. — București

Legătura analogică cu procesele se face cu ajutorul următoarelor module:

— *MIND A/D* 10 convertor analog/digital de 10 biți, în gama $-10\text{ V}/+10\text{ V}$, având 16 canale diferențiale de intrare realizat cu circuit integrat *A/D* de 10 biți specializat, cu viteză de conversie de $50\text{ }\mu\text{s}$.

— *MIND A/D* 12 convertor analog/digital de 12 biți, realizat în tehnica aproximațiilor succesive; gama tensiunilor de intrare fiind $-10\text{ V}; +10\text{ V}$, având 8 canale de intrare diferențiale echipat cu convertor *D/A* bipolar de 12 biți și registrul de aproximări succesive implementat cu circuite integrate *CMOS*. Viteza de conversie este de $30\text{ }\mu\text{s}$;

— *MIND D/A* convertor digital/analog având 2 canale de conversie *D/A* de 10 biți și bit de semn, programabil în domeniul $-10\text{ V}; +10\text{ V}$ fiind echipat la ieșiri cu amplificator *BM* 108.

Pentru realizarea unor sisteme complexe multiprocesor ierarhizat, având avantajul creșterii vitezei de calcul se va folosi modulul *MIND CM* — cuplor de magistrală master-slave. Memorarea datelor și programelor se poate face pe disc flexibil de $5\frac{1}{2}$ „sau 8”

prin intermediul modulului *MIND CDF* — cuplor de disc flexibil. Pentru lucrul în dublă densitate se va utiliza împreună cu modulul de acces direct la memorie *MIND DMA*

2. Concluzii

Microcalculatorul *MIND* folosește în întregime circuite integrate tip Microelectronica (familia *MMN* 80 și *CMOS* seria 4000 B) cu excepția modulelor *A/D* și *D/A*. Acest lucru îi asigură următoarele caracteristici:

— imunitate la zgomot ridicată (marginea de zgomot minim 2 V);

— domeniu extins de temperatură ($-50, +70\text{ grad. C}$) cu excepția modulelor care conțin circuite *EPROM*;

— masă și gabarit reduse (aproximativ 150 g/modul);

— consum redus.

Bibliografie

- [1] * * * MICROELECTRONICA, *Data Book*, 1985.
- [2] * * * SGS-ATES GROOP of companies, Z80 Microprocessor famili 1982.
- [3] Lupu, C., Stăncescu, St. Microprocesoare, Circuite-Proiectare, 1986.

CZ 621.385:537.5

MOBILITATE
RECOMBINARE AUGER
DIODE PIN

Mobilitatea purtătorilor minoritari și recombinarea Auger în siliciu p^+ puternic dopat

ALEXANDRU MÜLLER *, SORIN VOINIGESCU **, CORNEL ANTON * — BUCUREȘTI

1. Introducere

Investigațiile intensive efectuate în ultimul deceniu pentru studierea fenomenelor de transport în semiconductori neuniform dopați [1—4] și necesitatea unor modele exacte ale tranzistoarelor bipolare cu siliciu [5—6] au dus la o mai bună înțelegere a efectelor de dopaj mare. Structura de benzi complexă a siliciului puternic dopat conduce la dificultăți serioase în înțelegerea fizică a fenomenelor de transport și a recombinării purtătorilor minoritari. Problema devine și mai dificilă dacă nivelul de dopare se modifică cu poziția, iar structura de benzi devine dependentă spațial.

În timp ce efectele de îngustare ale benzii interzise au fost intens studiate în ultimii douăzeci de ani, transportul purtătorilor minoritari și recombinarea în siliciu puternic dopat a stîrnit interesul abia în ultimii ani. În același timp, și parțial, ca efect al unei cunoașteri incomplete a fizicii de bază, datele experimentale disponibile privind valorile parametrilor de transport ale purtătorilor minoritari au o dispersie de cca. un ordin de mărime [7—8].

Deși programele de modelare ale dispozitivelor, care rezolvă ecuațiile semiconductoarelor, există de mult timp, intuirea fizică poate fi asigurată numai prin soluții analitice.

Mai mult, numai un model analitic facilitează separarea parametrilor necunoscuți dependenți de efectele de dopaj mare; îngustarea

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București

** Institutul Politehnic — București

benzii interzise, factorul de asimetrie al îngustării benzii (off-setul benzii de valență și de conducție), mobilitatea purtătorilor minoritari și recombinarea Auger.

Valorile recent deduse ale coeficienților Auger C_n și C_p pentru siliciu n^+ , determinate din măsurători de celule solare cu joncțiune n^+p , sînt cu un ordin de mărime mai mici decît valorile inițial raportate de Dzierwior și Schmidt [9]. În contrast, recombinarea Auger în siliciu p^+ a fost puțin investigată, singurele date disponibile din literatură fiind cele raportate în [9].

Lucrarea de față își propune să studieze recombinarea Auger în siliciu p^+ puternic dopat folosind ca structuri de test diode pin cu bază subțire.

Deoarece trebuie determinați cei doi parametri necunoscuți, mobilitatea purtătorilor minoritari și coeficientul Auger, efectele lor asupra curentului rezidual trebuie întii separate. Mobilitatea purtătorilor minoritari se obține din analiza curentului de saturație și din măsurători de diode cu emitor transparent (în care recombinarea poate fi neglijată), în timp ce coeficientul Auger va fi estimat din măsurători ale diodelor cu emitor cvasitransparent folosind noile valori obținute pentru mobilitatea purtătorilor minoritari.

Studiul se bazează pe un model recent al caracteristicii: $I-V$ și al sarcinii stocate pentru diode pin cu bază subțire [10]. Modelul ține cont de îngustarea benzii interzise, statistica degenerată și recombinarea Auger în emitori superficiali.

2. Caracteristica I-V a diodelor pin cu baza subțire

Analiza experimentală efectuată pe un mare număr de diode pin avînd grosimea bazei $W \div 0,5 - 2,5 \mu\text{m}$ și emitorul transparent sau cvasitransparent a pus în evidență o zonă extinsă de curent în care caracteristica $I-V$ are o comportare hokley ideală $I = I_s \exp(qV/mkT - 1)$. În acest domeniu de curent (cuprins între cîteva zeci de μA și cîteva zeci de mA) factorul de neidealitate m are valoarea $1 \pm 0,5\%$. În acest domeniu de polarizare baza funcționează la nivel mare de injecție dar contribuția sa la caracteristica $I-V$ nu este totuși importantă [11], deoarece concentrația purtătorilor minoritari este practic constantă în toată această regiune. Caracteristica $I-V$ este guvernată numai de fizica regiunii p^+ , această regiune funcționează la un nivel mic de injecție în ea avînd loc revenirea concentrației purtătorilor pînă la valoarea ei de echilibru (la suprafață).

Dacă emitorul este considerat semitransparent și se ține cont de următoarele efecte de dopaj mare :

- (i) îngustarea benzii interzise [12];
- (ii) deionizarea impurităților considerînd nivelul acceptor dependent de dopaj [13];
- (iii) statistica Fermi-Dirac;
- (iv) conducția prin hopping în cozile de stări ale benzilor care conduce la valori de cîteva ori mai mici ale mobilității purtătorilor minoritari expresia curentului de saturație poate fi scrisă astfel :

$$I_s = \frac{qn^2iA \left\{ 1 + \int_{-xj}^0 n^0(x)[G_{eff}(-xj) - G_{eff}(x)]dx/\tau_n(x) \right\}}{G_{eff}(-xj)} \quad (1)$$

unde :

$$G_{eff}(y) = \int_{-y}^0 N_s \exp[m(x)] dx / \{ D_n(x) \exp[\Delta E_g(x)/kT] \}.$$

$1/\tau_n = 1/\tau_{n0} + C_p p^2$ este timpul de viață al electronilor în care este inclusă recombinarea Auger;

$n^0(x)$ este concentrația electronilor minoritari în regiunea p^+ la echilibru termic și

$m(x) = [E_v(x) - E_f(x)]/kT$ este calculat din ecuația generalizată a neutralității sarcinii, în care este luat în considerare un profil arbitrar de impurități; de asemenea banda interzisă și nivelul acceptor sînt considerate dependente de poziție.

Este folosită binecunoscuta expresie a lui Sloodboom [12] pentru a descrie îngustarea benzii interzise în timp ce variația nivelului acceptor cu concentrația este introdusă prin formula empirică (adaptată pentru siliciu p^+) prezentată în [17].

Dacă emitorul este transparent termenul integral din numărătorul ecuației (1) dispăre.

Trebuie specificat că joncțiunea pn este amplasată la $x = 0$, iar suprafața la $-xj$.

3. Extragerea mobilității electronilor minoritari din caracteristica I-V a diodelor pin cu baza subțire, cu emitor transparent

Pentru o estimare exactă a curentului de saturație I_s la diodele pin cu bază subțire și emitor transparent, coeficientul de difuzie al electronilor minoritari trebuie cunoscut exact. Experimentele recente au pus în evidență mobilități neegale ale purtătorilor majoritari și minoritari $\mu_n^n \neq \mu_p^0$ [14, 15].

Am adoptat modelul golurilor minoritare al lui Fossum pentru a descrie mobilitatea electronilor minoritari. La temperatura camerei aceasta se reduce cu o bună aproximație la :

$$\mu_n^p = \mu_n^n \exp(-\Delta E_c^{bt}/kT) \quad (2)$$

unde ΔE_c^{bt} (necunoscut) este îngustarea efectivă a benzii, în cozile benzii de conducție.

Deși ΔE_c^{bt} descrie eficient îngustarea benzii datorată efectelor cozilor de bandă, credem că acesta poate fi considerat un parametru asemănător shift-ului benzii de conducție din teoria heterojuncțiunilor; de aceea am considerat corect să extindem paralelismul cu teoria heterojuncțiunii și să admitem că, indiferent de nivelul de dopare, ΔE_c^{bt} este o fracție constantă a îngustării benzii (la fel se întâmplă și cu ΔE_c în sistemul AlGaAs-GaAs, unde ΔE_c este o fracție constantă a lui ΔE_g pentru o gamă largă de valori ale fracției molare ($x = 0-0,4$)).

Modelul mobilității electronilor minoritari poate fi descris și astfel :

$$\mu_n^p = \mu_n^n \exp(-\alpha \Delta E_g/kT), \quad (3)$$

unde α este o constantă ce va fi determinată din măsurătorile experimentale ale curentului de saturație.

Deoarece coeficientul Auger în siliciu p^+ nu este realist, verificarea modelului mobilității purtătorilor minoritari se poate realiza numai dacă recombinarea din emitorul p^+ este eliminată. Pentru a examina profilele și adâncimile de dopare în care se poate neglija recombinarea, folosim modelul $I-V$ al emitorului cuasitransparent. Alamo și alții [16] au arătat că eroarea teoretică a modelelor emitorului transparent și cuasitransparent poate constitui un instrument util în estimarea efectelor de recombinare.

Este evident din ecuația (1) că elaborarea unui model al caracteristicii $I-V$ ce poate fi confruntat cu experimentul necesită o cunoaștere precisă a mobilității purtătorilor minoritari și a coeficientului Auger. Mobilitatea va fi determinată din analiza de diode pin cu emitori foarte subțiri, în timp ce coeficientul Auger va fi obținut din măsurătorile diodelor cu emitori cuasitransparenți. Figura 1 prezintă rezultatele teoretice ale factorului de corecție introdus de recombinarea din emitor. Calculele au fost efectuate utilizând coeficientul Auger, modelele mobilității minoritare ($\alpha = 0,35$) și majoritare.

Aceste rezultate arată că pentru a determina valorile mobilității purtătorilor minoritari trebuie analizate diode cu grosime de emitor mai mică de $0,5 \mu\text{m}$.

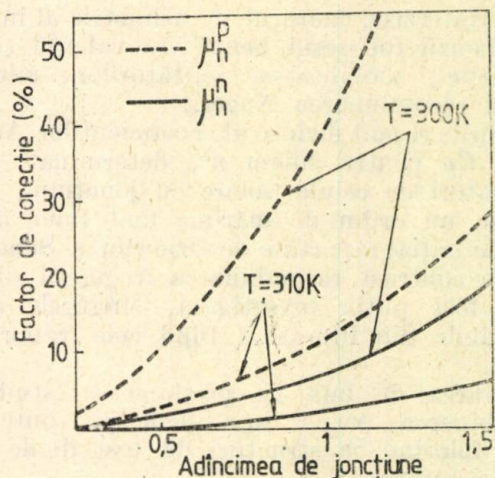


Fig. 1. Compararea modelelor emitorului transparent și semi-transparent ca funcție de adâncimea joncțiunii, temperatură și modelul mobilității electronilor minoritari.

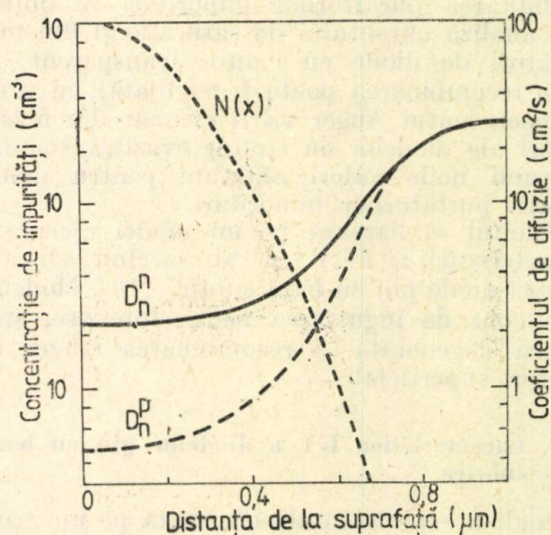


Fig. 2. Coeficientul de difuzie a electronilor minoritari ca funcție de distanța de la suprafață pentru $\alpha = 0$ și $\alpha = 0,35$ într-o diodă cu emitor de $1 \mu\text{m}$ (linia întreruptă).

Pentru a determina mobilitatea purtătorilor (α), au fost realizate trei tipuri de diode cu emitor transparent, realizate prin implantare ionică cu bor. Cele trei tipuri de dispozitive au aceeași adâncime de joncțiune: $x_j = 0,4 \mu\text{m}$, dar concentrațiile de suprafață de bor diferite: $N_0 = 1 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; $5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$; $1 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$. Grosimea bazei este de $2,5 \mu\text{m}$. Măsurătorile și calculele curentilor de saturație au fost efectuate la temperatura camerei și la 314 K. S-a constatat că fitarea cea mai bună între valorile calculate și măsurate pentru I_s , la orice temperatură pentru toate dispozitivele, este realizată de $\alpha = 0,35$. În tabelul 1 sint prezentate valorile măsurate și calculate ale lui I_s pentru cele trei tipuri de dispozitive. Noul profil pentru mobilitatea

Tabel 1

No (cm ³)	T (K)	I _s (meas) (A)	I _s calc (α = 0,35)
1.10 ²⁰	298	9.8.10 ¹⁶	7.10 ⁻¹⁶
5.10 ¹⁹	300	1.53.10 ¹⁵	1.46.10 ⁻¹⁵
1.10 ¹⁹	298	2.08.10 ¹⁵	2.4.10 ⁻¹⁵
1.10 ²⁰	314	0.89.10 ¹⁴	0.71.10 ⁻¹⁴
5.10 ¹⁹	314	1.07.10 ¹⁴	1.21.10 ⁻¹⁴
1.10 ¹⁹	314	225.10 ¹⁴	2.80.10 ⁻¹⁴

D=110 μ

electronilor minoritari pentru o adâncime de joncțiune de 1 μm este prezentat în figura 2 pentru α = 0,35. Eroarea maximă între teorie și experiment este de 25%.

Originea acestei erori se datorează probabil cunoașterii imprecise a profilului de dopaj,

(adâncime de joncțiune, diametru, temperaturi) sint prezentați în tabelul 2.

Tabelul include de asemenea valoarea măsurată a lui I_s (ultima coloană) și pe cea calculată folosind modelul transparent și evasitransparent, considerind pentru α = 0,35 și coeficientul Auger C_p = 9 × 10⁻³² cm⁶/s, valori date de Dzierwior și Schmidt [9].

Măsurătorile curentului rezidual au pus în evidență faptul surprinzător că eroarea indusă de cele două modele (transparent și evasitransparent) este aceeași chiar pentru adâncimi de joncțiune de 1,5 μm. Valorile obținute pentru curentul de saturație, folosind modelul transparent sint sistematic mai mici decât cele măsurate, în timp ce valorile obținute cu modelul evasitransparent sint mai mari.

Din tabelul 2 se poate observa că modelul evasitransparent este într-o concordanță excelentă cu experimentul pentru toate dispozitivele, dacă este folosită valoarea C_p = 3 × 10⁻³² cm⁶/s. Aceasta este de trei ori mai mică decât cea acceptată în mod uzual

Tabelul 2

Diode type	X _j (μm)	D (μm)	T (K)	I _s ^{trans} (A)	I _s ^{q trans} Cp = 9.10 ⁻³² cm ⁶ /s (A)	I _s ^{q trans} Cp = 3.10 ⁻³² cm ⁶ /s (A)	I _s ^{exp} (A)
S band SRD	1	194	298	1.66.10 ¹⁶	2.69.10 ⁻¹⁶	2.31.10 ⁻¹⁶	2.28.10 ⁻¹⁶
X band SRD	1.2	76	297	1.81.10 ⁻¹⁷	3.66.10 ⁻¹⁷	2.77.10 ⁻¹⁷	2.7.10 ⁻¹⁷
K band SRD	1.5	20	294.5	0.66.10 ⁻¹⁸	2.15.10 ⁻¹⁸	1.18.10 ⁻¹⁸	1.29.10 ⁻¹⁸

în special în determinarea adâncimii joncțiunii, un deziderat extrem de greu de realizat în cazul joncțiunilor superficiale. Chiar și așa, comparată cu alte modele analitice, teoria prezentată oferă o mai bună fitare cu experimentul.

Dacă efectele de dopaj mare sint neglijate curentul de saturație este subestimat cu aproape un ordin de mărime; de asemenea, dacă este folosită mobilitatea purtătorilor majoritari în loc de cea a purtătorilor minoritari, curentul de saturație calculat este de 4...5 ori mai mare decât valoarea măsurată.

4. Evaluarea coeficientului Auger

Pentru obținerea coeficientului Auger au fost analizate trei diode pin, cu bază subțire, cu emitori evasitransparenți. Toate dispozitivele au fost procesate prin difuzii de bor (cu o concentrație de suprafață N₀ = 1 × 10²⁰ cm⁻³) într-un strat epitaxial de concentrație 2,5 × 10¹⁴ cm⁻³. Pentru toate dispozitivele substratul a fost dopat cu arsen de concentrație 5 × 10¹⁹ cm⁻³. Ceilalți parametri de profil

5. Concluzii

Din modelarea caracteristicii I-V pentru diode pin cu bază subțire și din măsurători ale curentului de saturație au fost determinate mobilitatea purtătorilor minoritari și coeficientul Auger C_p în siliciu p⁺ puternic dopat.

Pentru mobilitatea electronilor minoritari s-a obținut expresia: u_n^p = u_nⁿ exp(-αΔE_g/kT), unde α = 0,35, indiferent de temperatura și profilul de dopaj din emitor. Se pare că termenul exponențial în modelul mobilității joacă, în siliciul puternic dopat, un rol similar cu offsetul benzii de conducție, ΔE_c, în sisteme semiconductoare compoziție neuniformă. Eforturi teoretice și experimentale sint necesare pentru a confirma această presupunere. Într-un asemenea formalism siliciul puternic dopat poate fi considerat ca o heterojoncțiune gradată.

Coeficientul de recombinare Auger determinat are o valoare de trei ori mai mică decât valoarea raportată inițial [9] și în mod curent acceptată. Această valoare confirmă măsură-

torile recente care au pus de asemenea în evidență valori mai mici ale coeficientului C_n față de cele raportate inițial.

Autorii țin să mulțumească lui dr. I. Ghiță și dr. A. Veron pentru sprijinul acordat în prepararea unor joncțiuni ultra superficiale implantate ionic.

Bibliografie

- [1] Marshak, A. H., Shrivastava, R. Solid. St. Electron. 1978, 22, 567.
- [2] Von Vilet, K.M. Marshak, A.H.: Solid.St. Electron., 1980, 24, 23.
- [3] Marshak, A. H., Van Vilet, K. M.: Proc. IEEE, 1984, 4, 23.
- [4] Lundstrom, M. S., Shulke, R. J.: IEEE Trans. Electron. Devices 1983, 30, 1151.
- [5] Mertens, R. P., De Man, H. J., Van Overstraeten, R. J.: IEEE Trans. Electron. Devices 1973, 20, 772.
- [6] Park, J. S., Neugroschel, A., Lindholm, P. A.: IEEE Trans. Electron. Devices, 1986, 33, 240.
- [7] Van Overstraeten, R., Mertens, R.: Solid State Electron. 1987, 30, 1077.
- [8] Del Alamo, J. A., Swanson, R.: Solid St. Electron. 1987, 30, 2127.
- [9] Dziewior, J., Schmidt, W.: Appl. Phys. Lett. 197, 31, 346.
- [10] Müller, A., Voinigescu, S.: Solid St. Electron. 32, 593, 1989.
- [11] Kurata, M.: IEEE Trans. Electron. Devices 1973, 19, 735.
- [12] Slotboom, J. W., De Graff, H. G.: Solid State Electron, 1976, 19, 857
- [13] Dhariwal, R. S., Ojha, V. N., Shrivastava, G. P.: IEEE Trans. Electron Devices 1985, 32, 44.
- [14] Fossum, J. G., Burk, D. E., Yung, S. Y.: IEEE Trans. Electron Devices 1985, 32, 1174.
- [15] Kuzmich, W., Zagozdzon-Wosik, W.: Solid St. Electron. 1988, 31, 911.
- [16] Del Alamo, J. A., Swanson, R. M.: IEEE Trans. Electron. Devices 1984, 31, 1978.
- [17] Mahan, G. D.: J. Appl. Phys. 1980, 51, 2634.

CZ 621.385 :621.396

DIODE SCHOTTKY CU GaAs
CARACTERISTICA C-V

Tehnici de caracterizare pentru diode Schottky dopate neuniform. Teorie și experiment

SORIN VOINIGESCU **, ALEXANDRU MÜLLER *, IRINA KLEPS *,
CECILIA PODARU *, ANTONIE CORICI *, CORNEL ANTON * — BUCUREȘTI

Introducere

O importanță deosebită în proiectarea și realizarea circuitelor integrate monolitice pentru microunde (MMIC) cu GaAs o are dioda Schottky care execută funcții electronice (mixer și diode varactor, FET-uri cu poartă Schottky), fiind și un instrument folosit pentru caracterizarea proceselor (concentrația purtătorilor și profilul mobilităților) [1, 2]. Această lucrare se ocupă de tehnicile teoretice și experimentale, folosite în mod curent de laboratorul nostru în fabricația diodelor discrete Schottky cu GaAs și MMIC.

Caracteristica I-V

Am aplicat metoda propusă de S. K. Cheung și N. V. Cheung [1] pentru a obține Φ_B , n (factorul de idealitate) și rezistența serie R_s .

* Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

** Institutul Politehnic — București.

dintr-o singură măsurare I-V. Deoarece caracteristica I-V este exprimată de:

$$I = I_s \{ \exp[q(V - IR_s)/nkT] - 1 \} \quad (1)$$

$$I_s = A_{eff} A^{**} T^2 \exp(-q\Phi_B/kT) \quad (2)$$

unde A_{eff} este aria efectivă și A^{**} este constanta Richardson ($= 8,6 \text{ cm}^{-2} \text{ K}^{-2} \text{ A}$); reprezentând grafic $d(V)/d(\ln I)$ funcție de I , R_s este extrasă din panta curbei și n din intersecția cu axa $-y$:

$$\frac{d(V)}{d(\ln I)} = IR_s + nkT/q \quad (3)$$

Din nou, din caracteristica I-V, folosind următoarele notații:

$$H(I) = V - (nkT/q) \ln[I/(A_{eff} A^{**} T^2)] \quad (4)$$

$$H(I) = IR_s + n\Phi_B. \quad (5)$$

Reprezentând expresia (5) funcție de curentul prin diodă, Φ_B este extras din inter-

secția cu axa Y. Valoarea lui R_s calculată din panta curbei poate fi utilizată pentru a estima precizia măsurătorii comparându-se cu valoarea obținută din primul grafic.

Caracteristica I-V a unei diode varactor, cu un diametru de $40\ \mu\text{m}$, este prezentată în figura 1. Tensiunea de străpungere este de 6 V la $5\ \mu\text{A}$, iar curentul rezidual este mai mic de 2 nA la $-3\ \text{V}$. Diodele mixer prezintă o stră-

pungere de 12 V, și curenți de scurgere similari. Variația experimentală a factorului de idealitate și înălțimea barierei la polarizare directă sînt prezentate în figura 2. Rezultatele au fost obținute aplicînd metoda Cheung & Cheung. Rețineți că rezistența serie R_s și tensiunea de barieră ϕ_B scad la o polarizare directă mai mare. Aceasta este încă o confirmare a faptului că rezistența serie nu poate fi

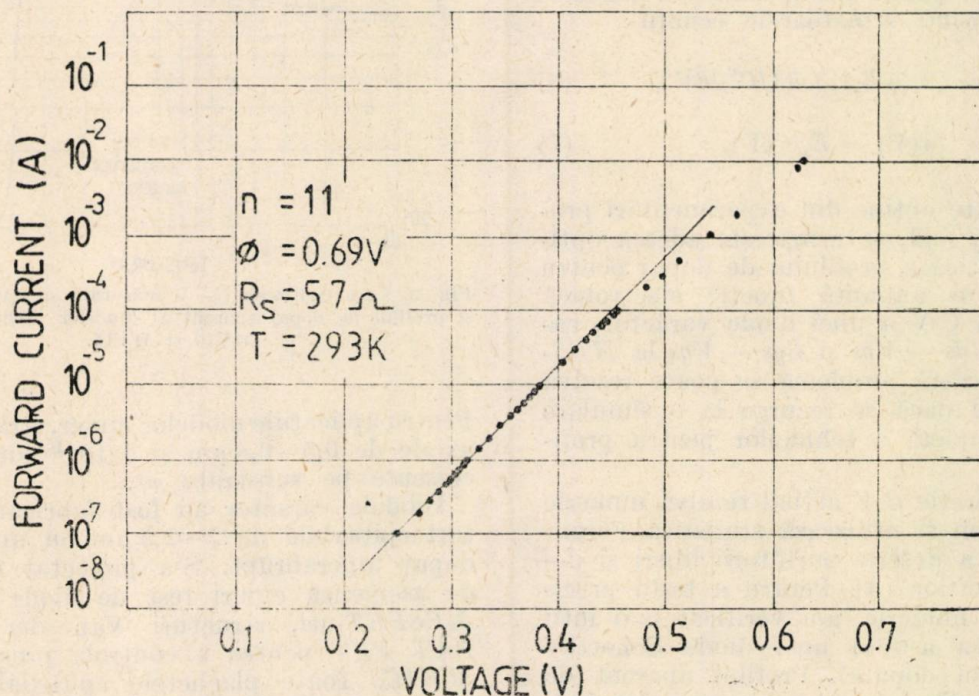


Fig. 1. Caracteristică I-V tipică a unei diode Schottky varactor cu GaAs realizată la CCSIT-CE.

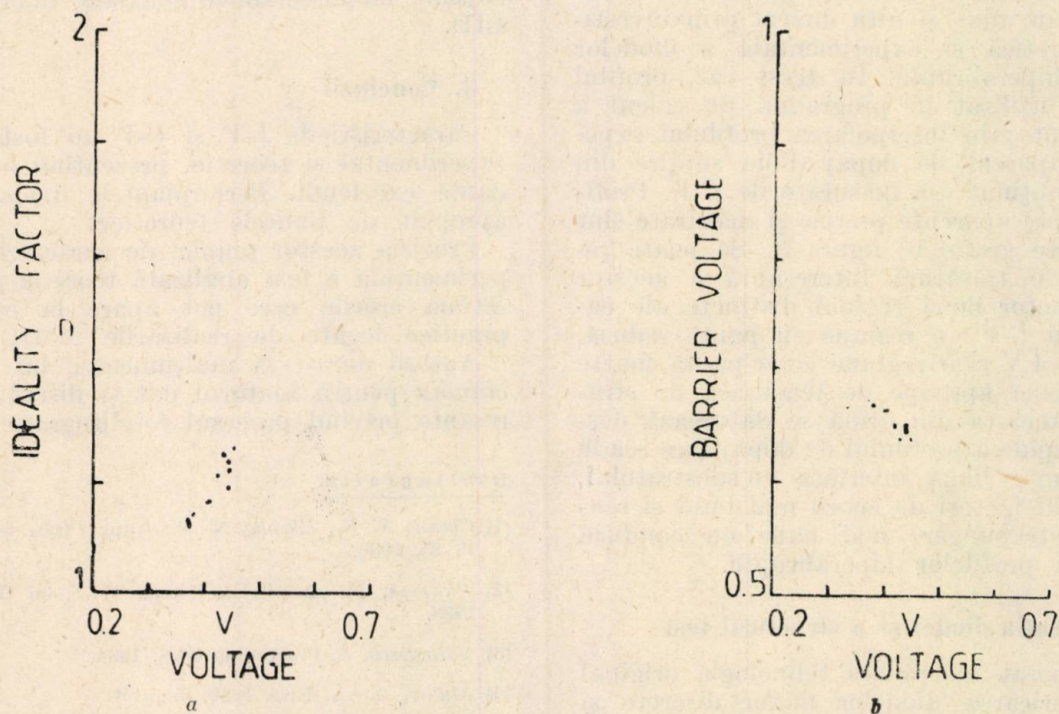


Fig. 2. Variația factorului de idealitate (a) și a tensiunii de barieră (b) funcție de tensiunea aplicată.

considerată constantă. S-au raportat pentru diodele HP [5], variații similare ale lui R_s , n și O_B la polarizare directă.

Caracteristicile C-V

Este un fapt stabilit că pentru diodele cu barieră Schottky, chiar dacă au profile de dopaj dependente de poziție, nivelul local de dopaj poate fi precis determinat din măsurători C-V folosind următoarele ecuații:

$$N(x) = [2/(q E_s)]/[d(1/C^2)/dV], \quad (6)$$

$$x(V) = E_s/C(V). \quad (7)$$

Deși se poate obține din experimentări profilul de dopaj real, se urmărește adesea optimizarea teoretică a profilului de dopaj pentru a se obține o anumită funcție electronică (caracteristica C-V a unei diode varactor, caracteristicile $I_{ds} - V_{gs}$ și $C_{gs} - V_{gs}$ la MESFET-uri). Această problemă se poate rezolva perfect numai dacă se recurge la o simulare numerică completă a tehnicilor pentru profilele C-V.

Modelul teoretic C-V actual rezolvă numeric ecuația Poisson și utilizează statistica Fermi-Dirac pentru a descrie purtătorii liberi și de-ionizarea donoilor [3]. Pentru a testa precizia modelului numeric, am verificat mai întâi performanța sa asupra unei diode Schottky ideale (uniform dopate). Profilul aparent de dopaj obținut din caracteristica teoretică C-V a fost conform cu valoarea inițială, N_d , în limita unei erori până la 1%, introdusă în model. S-au adus și alte dovezi prin investigarea teoretică și experimentală a diodelor varactor hiperabrupte. În acest caz, profilul de dopaj utilizat în programul de calcul a fost obținut prin interpolarea profilului experimental aparent de dopaj (linia subțire din figura 3) obținut din măsurătorile C-V. Profilele de dopaj aparente prezise și măsurate sînt reprezentate grafic în figura 3. Se poate remarca că o trăsătură interesantă a acestor diode varactor două regiuni distincte ale caracteristicii C-V: o regiune cu pantă redusă, până la -4 V și o regiune cu o pantă foarte abruptă, până aproape de tensiunea de străpungere. Aceasta din urmă se datorează descreșterii rapide a profilului de dopaj care scade sub 10^{16} cm^{-3} lângă interfața cu substratul. Sînt posibili factori de acord mai buni și tensiuni de străpungere mai bune cu condiția optimizării profilelor hiperabrupte.

2. Fabricația diodei și a structurii test

Am elaborat un proces tehnologic original pentru fabricarea diodelor mixer discrete și a diodelor cu barieră Schottky varactor [4].

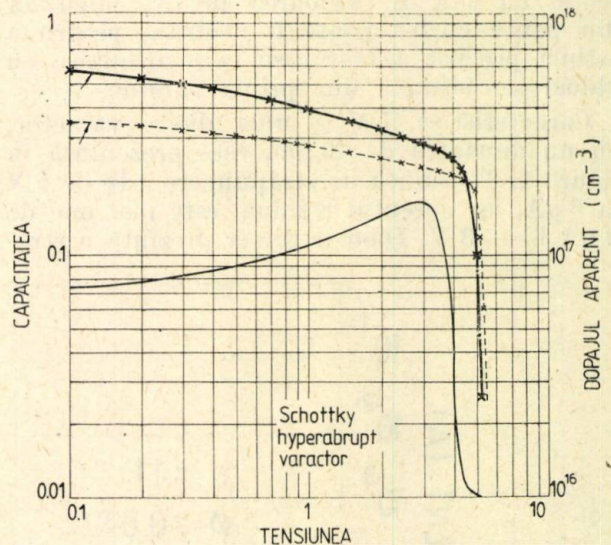


Fig. 3. Caracteristicile C-V măsurate și calculate precum și profilul de dopaj aparent al diodelor Schottky-varactor MV10 și MV16.

Pentru aplicațiile diodelor mixer, straturile epitaxiale de $0,5-0,8 \mu\text{m}$ și $3 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ au fost crescute pe substrat n^+ .

Diodele varactor au fost fabricate pe straturi epitaxiale de $2-2,5 \mu\text{m}$ cu un profil de dopaj hiperabrupt. S-a proiectat și fabricat de asemenea cipuri test de diode Schottky, MESFET-uri, structuri Van der Pouw și FAT FET pentru a controla procesul GaAs MMIC. Toate plachetele epitaxiale au fost livrate de MFKI Ungaria. Plachetele procesate au fost separate în cipuri și montate pe capsule metal-ceramice coaxiale, microstrip și LID.

3. Concluzii

Caracteristicile I-V și C-V au fost deduse experimental și teoretic, prezentînd o concordanță excelentă. Performanțele diodelor s-au apropiat de limitele teoretice.

Precizia acestor tehnici de caracterizare experimentală a fost analizată teoretic pentru a estima erorile care pot apare la evaluările practice legate de realizările MMIC.

Autorii doresc să mulțumească lui Fl. Crăciunoiu pentru ajutorul dat și discuțiile interesante privind procesul fotolitografic.

Bibliografie

- [1] Cheung S. K., Cheung N. W. Appl. Phys. Lett 49 (2), P. 85, 1986.
- [2] Philippe, P. ș.a. IEEE Trans. MTT, 36 (2) p. 250, 1988.
- [3] Voinigescu, S. Proceeding CAS, 1988.
- [4] Müller, A. ș.a. EEA 1989, in print.
- [5] HEWLETT — PACKARD JOURNAL Nov. 1986.

CZ 621.385: 537.1

MICROSCOP ELECTRONIC
ELECTRONI SECUNDARI
ANALIZOR DE ENERGIE

ELMAP—Program de modelare și simulare a unui analizor de energie a electronilor secundari în SEM

MANEA DĂNUȚ *, ADRIAN RUSU *, GELU VOICU ** — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea tehnologică cunoscută de micro-electronica actuală necesită metode de investigație din ce în ce mai rafinate ca urmare a creșterii nivelului de integrare a componentelor pe cip.

În ultima perioadă s-a conturat o metodă de investigație care face apel la tehnica microscopiei cu electroni secundari, principiile de măsurare bazându-se pe modificarea distribuției energetice a electronilor secundari în concordanță cu potențialul local al punctului examinat (fenomen cunoscut sub numele de contrast de potențial).

Toate aranjamentele experimentale dezvoltate pe principiul de mai sus [2], [3], [4], au o caracteristică comună și anume existența unui analizor de energie care are rolul de a capta electronii secundari emiși la suprafața cipului testat și a-i dirija selectiv, în funcție de energia acestora, spre un colector. Pentru aceasta este necesară o distribuție de câmp corespunzătoare în interiorul analizorului.

Cea mai potrivită metodă pentru găsirea distribuției de câmp este simularea pe calculator. Programul ELMAP a fost conceput în acest scop și permite practic definirea oricărei forme de analizor, determinarea distribuției de câmp, calcularea traiectoriilor electronilor, evaluarea eficienței de captare a electronilor secundari.

1. Metode de calcul

Sînt necesare în principal două tipuri de programe:

1. Programe care să permită găsirea distribuției de potențial în regiunile de interes.
2. Programe care să permită calculul traiectoriilor electronilor în regiunile dorite.

2. Calculul distribuției de potențial

Găsirea distribuției de potențial presupune rezolvarea ecuației lui Laplace care pentru cazul bidimensional se scrie

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

* Institutul Politehnic — București

** Întreprinderea Microelectronica — București.

S-a presupus o distribuție de câmp ce nu include sarcini electrice.

Metoda numerică apelează la o rețea de puncte cărora i se asociază o matrice de potențiale. Un exemplu de definire a frontierei analizorului este prezentat în figura 1.

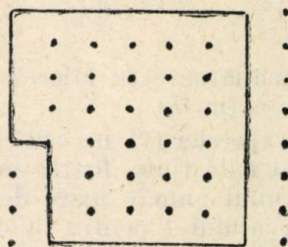


Fig. 1. Exemplu de definire a frontierei unui analizor.

Pentru o rețea de puncte echidistante, ecuația de mai sus se transpune sub forma:

$$V_0 = \frac{1}{4} (V_1 + V_2 + V_3 + V_4), \quad (2)$$

unde semnificația $V_0, \dots, V_4$ este dată în figura 2.

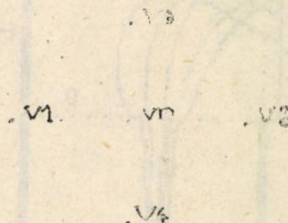


Fig. 2. Discretizarea distribuției de potențial pentru rezolvarea ecuației lui Laplace.

Condițiile pe frontieră sînt de tip Dirichlet, prin urmare trebuie specificate potențialele în toate punctele frontierei. Calculul se face iterativ și numai pentru punctele din interiorul frontierei.

Pentru convergența rapidă a calculului s-a apelat la metoda supra-relaxării prezentată în [1].

3. Calculul traiectoriilor de electroni

Pentru determinarea traiectoriilor de electroni se apelează la cunoscuta lege de mișcare din cinematică:

$$x = Vx t + \frac{1}{2} \left(\frac{q}{m} Ex \right) t^2, \quad (4)$$

unde Vx este viteza la momentul t iar Ex câmpul în punctul x . Pentru următorul pas al calcului este necesară viteza Vx' pe care electronul o capătă în intervalul t , care se obține din

$$Vx' = Vx + \frac{q}{m} Ex t, \quad (5)$$

Relații asemănătoare se folosesc pentru deplasarea pe direcția Oy .

Evaluarea expresiei (7) necesită fie operarea cu un interval t de timp foarte mic dar fixat și efectuarea unui număr mare de calcule, fie varierea intervalului t pentru a obține o deplasare x potrivită pentru fiecare regiune de interes.

4. Posibilitățile programului

Programul a fost conceput în spiritul unei cât mai ușoare utilizări, oferind facilități de genul: definire cât mai comodă a frontierei și a potențialelor ce o caracterizează, posibilitatea de corecturi (modificări) rapide, prezentare grafică sugestivă.

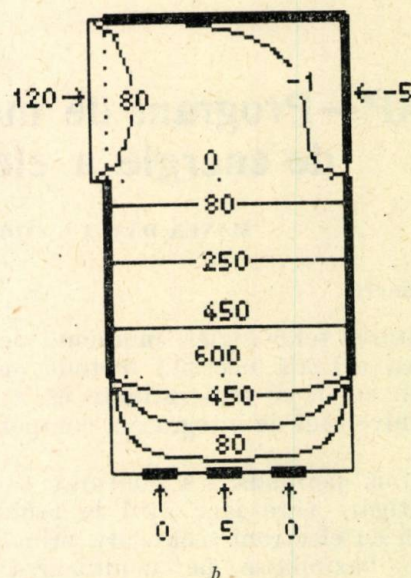
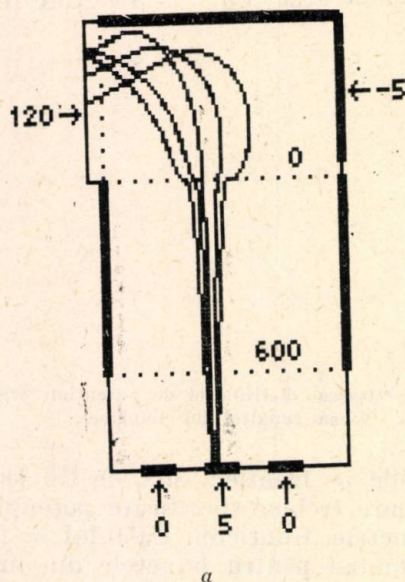


Fig. 3. Exemplu de analizor:

a — traiectoriile de electroni emiși de pe un traseu de 5 V;
b — linii de cîmp în interiorul analizorului.

Programul are o structură modulară, fiind constituit din subprograme cu funcții specifice: editare, calculul distribuției de potențial, trasarea liniilor echipotențiale, trasarea traiectoriilor de electroni, posibilități de detaliere.

5. Rezultate experimentale — concluzii

În figura 3 se dă un exemplu de analizor proiectat și simulat cu programul ELMAP. Figura 3a prezintă traiectoriile unui grup de electroni emiși pe un traseu aflat la un potențial de 5 V. Se observă o eficiență bună de extracție. Figura 3b prezintă linii echipotențiale obținute pentru același analizor.

În concluzie programul permite definirea și simularea comodă a analizoarelor de energie ușurând munca de proiectare a acestora și permițând obținerea rezultatelor experimentale în minimum de timp.

Bibliografie

- [1] Rusu, A. Numerical calculation of electrical potential distribution in two-dimensional structures, *Electrotehnique et energetique*, 3, 1973.
- [2] Fazekas, P., Feuerbaum, H. P., Wolfgang, E. Scanning electron beam probes VLSI chips, *Electronics*, July 14, 1981.
- [3] Feuerbaum H. P., Kubalek, E. Qualitative and quantitative voltage measurement on integrated circuits, 469—480.
- [4] Spivak, G. V., Rau, E. I. Measurements of microfields on semiconductors, *Physica*, 55/2, 1979.

Algoritm și echipament pentru caracterizarea circuitelor integrate ROB 8140, utilizate în regulatoarele auto de tensiune

MARCU BUȘE, VIOREL POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Odată cu intrarea în fabricație a circuitului integrat regulator de tensiune pentru autoturisme ROB 8140 a apărut necesitatea caracterizării acestuia. În fazele inițiale s-a făcut o testare manuală atât în faza de plachetă cit și finală cu o interfață adecvată și cu aparatură discretă de laborator.

Metoda pe lângă că era greoaie, dura foarte mult și era afectată de erori datorită oboselei operatorului.

Ulterior s-a trecut la testarea pe plachetă și finală cu un echipament automat cu μP . Algoritmul său de lucru urmărește găsirea unor rezistențe din divizorul de la intrare al circuitului printr-un proces iterativ, alegând valori în jurul unei mărimi inițiale care asigură funcționarea circuitului în zona de regulator și verificând permanent dacă este posibilă sau nu reglarea circuitului, prin determinarea pragurilor de comutare. Durata mare a testării/cip precum și perspectiva unei creșteri a producției a impus căutarea altor algoritmi de testare.

Lucrarea își propune să prezinte un algoritm original precum și un echipament care să elimine neajunsurile menționate.

1. Algoritm

În figura 1 este reprezentată variația tensiunii la bornele bateriei autoturismului cu acoperirea întregului domeniu de valori posibil, de la OV la E_{max} , atât în regim crescător cât și descrescător.

De asemenea sunt explicitate intervalele $[P_1, P_2]$, $[P_3, P_4]$, $[P_5, P_6]$, $[P_7, P_8]$, $[P_9, P_{10}]$, care definesc ecarturile E_1, E_2, E_3, E_4, E_5 corespunzătoare schimbării regimului de funcționare al regulatorului. Algoritmul propus se bazează pe determinarea, pentru fiecare ecart E_i , a domeniului de valori al rezistenței R_1 în condițiile fixării valorii pentru rezistența R_2 din divizorul de referință.

Prin urmare pentru fiecare ecart E_i se obțin intervalele de valori R_{1i} , respectiv:

$$I_{1R_1} = [R_{11min.}, R_{11max.}],$$

$$I_{2R_1} = [R_{12min.}, R_{12max.}],$$

$$I_{3R_1} = [R_{13min.}, R_{13max.}],$$

$$I_{4R_1} = [R_{14min.}, R_{14max.}],$$

$$I_{5R_1} = [R_{15min.}, R_{15max.}].$$

Dacă $I = I_1 \cap I_2 \cap I_3 \cap I_4 \cap I_5 \neq \emptyset$, rezultă că pentru orice valoare a lui $R_1 \in I$, divizorul (R_1, R_2) asigură îndeplinirea condițiilor impuse de toate ecarturile E_i . Evident că dacă $I = \emptyset$, rezultă că R_1 nu există, adică funcțiile definite pe E_i nu au domeniu comun de existență.

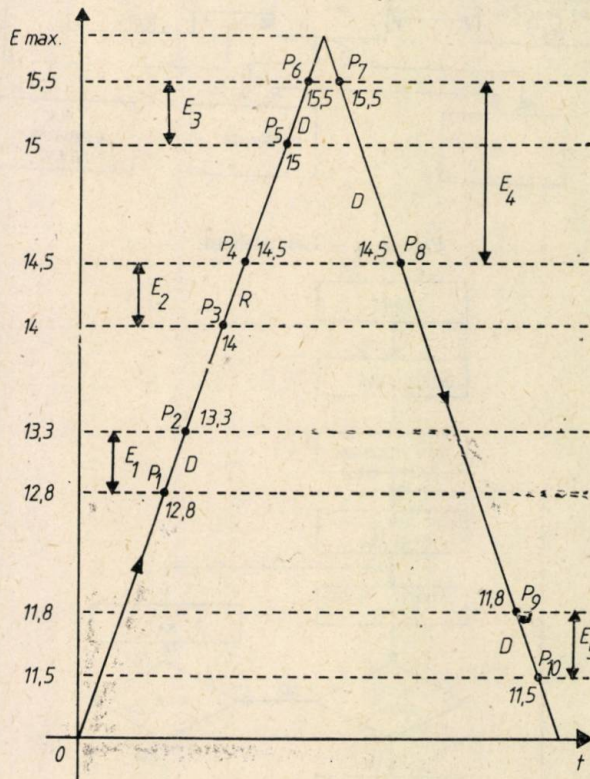


Fig. 1. — Variația tensiunii la bornele bateriei.

*Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Componente Electronice — București.

2. Echipament

Algoritmul expus mai sus poate fi ușor implementat pe un echipament specializat, prezentat ca schemă bloc și organigramă în figurile 2a, respectiv 2b.

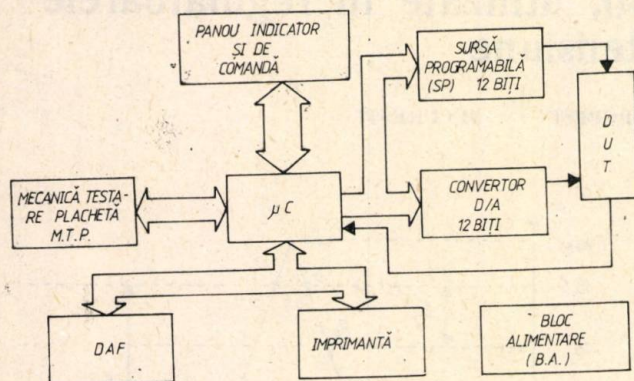


FIG 2 a

Fig. 2 a — Echipament.

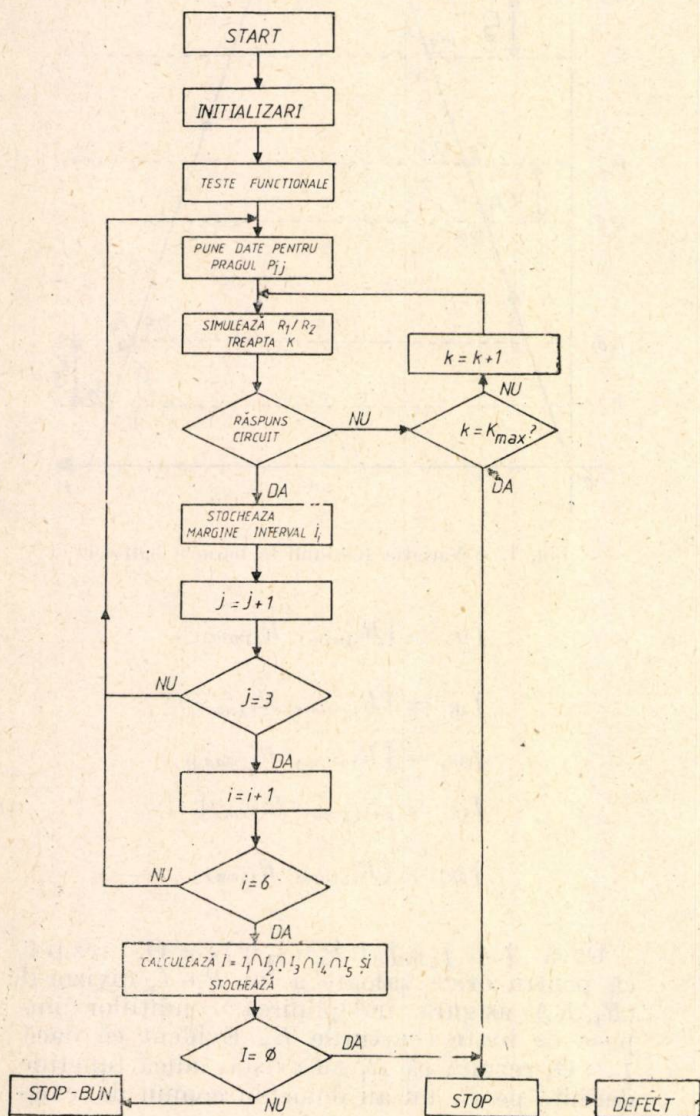


Fig. 2 b — Organigramă.

Un microcalculator realizat cu microprocesorul Z 80 asigură comanda, controlul condițiilor de măsurare, achiziția și prelucrarea rezultatelor măsurărilor. Ca periferice standard pot fi utilizate un display alfanumeric și/sau o imprimantă.

O interfață dedicată asigură posibilitatea cuplării la echipament a unei mecanici de testare pe plachetă, respectiv semnalele de START, EOT (sfârșit de măsurătoare) INK (marcare cipuri defecte) și masă. O serie de comenzi (RESET, START MĂSURARE, programare game de temperatură ambiant etc.) precum și indicarea unor semnale sint accesibile la un panou frontal interconectat cu microcalculatorul. Simularea rezistenței variabile R_1 din divizorul de referință se realizează prin intermediul unui convertor D/A de 12 biți programabil (sursă programabilă). Polarizarea dispozitivului de testat (DUT) se realizează prin intermediul sursei programabile (SP) care asigură de fapt tensiunile de prag corespunzătoare pragurilor P_i . Sistemul de testare stochează starea celor 12 biți de programare a convertorului D/A în momentul în care se produce schimbarea de stare la ieșirea regulatorului, pentru fiecare prag P_i . Practic convertorul D/A poate fi programat să parcurgă tot domeniul de valori ($0, E_{max}$), dar pentru a crește viteza de execuție se pot efectua o serie de minimizări de domeniu pentru fiecare prag.

În continuare intersecția intervalelor obținute se realizează prin prelucrarea digitală a funcției logice I , care definește domeniul de existență al rezistenței R_1 .

În final dacă : $I = \emptyset$ dispozitiv defect
 $I \neq \emptyset$ dispozitiv bun

De menționat că informația digitală astfel obținută poate fi folosită direct prin includerea acesteia într-o buclă de ajustare (de exemplu cu fascicul laser) a rezistenței R_1 , astfel încât valoarea sa să fie adusă în i , operație necesară calibrării finale a regulatorului.

În acest mod se poate aprecia că măsurătorile de calibrare a divizorului rezistiv au practic un caracter continuu, beneficiind și de o creștere a vitezei de testare, avînd în vedere că ciclul de funcționare al circuitului este baliat o singură dată.

3. Date experimentale

Algoritmul prezentat a fost aplicat la mai multe mostre din diferite loturi de circuite ROB 8140, din care prezentăm mai jos două, semnificative prin rezultatele obținute. Măsurătorile au fost efectuate pentru $R_2 = 8,2 \text{ K}$. În figurile 3a) și 3b) sînt reprezentate grafic intervalele obținute pentru rezistența R_1 . De observat că ambele eșantioane prezintă o alură asemănătoare a distribuțiilor intervalelor de

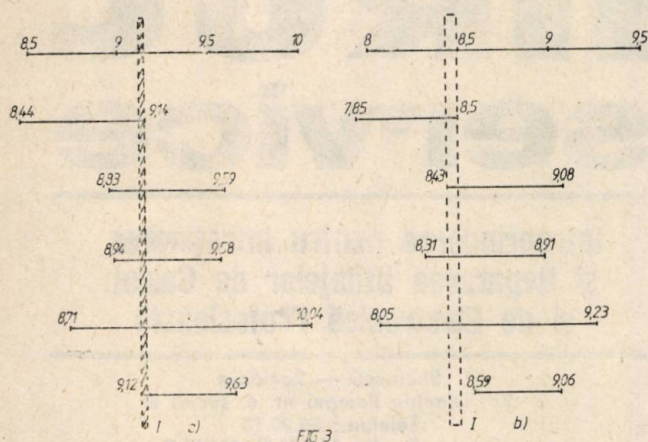


Fig. 3 — Rezultate experimentale.

rezistență, cu o anumită descentrare între intervale. De asemenea, se observă că pentru mostra *A* există un interval pentru rezistența R_1 , care asigură includerea circuitului în foaia

de catalog, în schimb pentru mostra *B* acest interval este vid.

Prin efectuarea de analize statistice referitoare la distribuția relativă a intervalelor, microcalculatorul permite obținerea de informații cu privire la optimizarea proiectării și a proceselor tehnologice de realizare a structurilor. Varianta propusă conduce la o creștere a vitezei de testare cu circa un ordin de mărime.

4. Concluzii

A fost prezentat un algoritm original și un echipament pentru caracterizarea circuitului integrat ROB 8140 și a regulatorului de tensiune auto în care este utilizat, în special din punct de vedere al existenței posibilității de calibrare.

Bibliografie

- [1] Buga, I. ș.a. Lucrările CAS, p. 292, 1986.



IIRUC service

**Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională**

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru a gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sînt oferite atât utilizatorilor, cît și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII

DE PRODUCȚIE

— 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16.000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350.000 de unități fizice.

Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1.000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

• S 03 — BUCUREȘTI

— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65

• S 07 — OLTEANIA

— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61

• S 08 — BANAT

— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26

• S 09 — TRANSILVANIA-NORD

— Str. Cîmpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14

• S 10 — TRANSILVANIA-SUD

— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37

• S 11 — MOLDOVA

— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02

• S 12 — MUNTENIA

— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80

• S 13 — DOBROGEA

— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

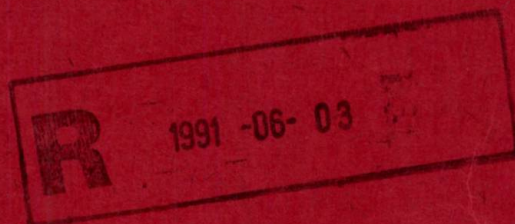


1991 JUL 22

E 2040

~~EE~~

EYE



GENERALIA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 34 • NR. 3 • SEPTEMBRIE 1990

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 34

Nr. 3

Septembrie 1990

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.395.9 : 535.4

**SURSA ÎNGROPATĂ
REDISTRIBUȚIE PRE-EPITAXIALĂ
RATĂ CORODARE OPTIMIZATĂ**

Postolache, C. ș.a. : Redistribuirea sursei îngropate, modelare și analiză comparativă.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 77

În scopul reducerii duratei difuziei de izolare și a difuziei în lateral în tehnologia circuitelor integrate ale tensiunii înalte, este propus și analizat un model al redistribuției secvențiale al sursei îngropate prin implantare ionică. Pentru modelare se ține cont de un proces pre-epitaxial cu rată de corodare optimizată în raport cu parametrii de implantare și redistribuție pre-epitaxială. Aplicarea modelului conduce la o bună concordanță cu rezultatele experimentale.

CZ 539.1 : 536.3

**STRUCTURA 1D ȘI 2D
ADÂNCIME DE FOCALIZARE
RADIATIE TANGENȚIALĂ**

Dușa, M. ș.a. : Metoda de caracterizare litografică a fotorepotoarelor utilizând un proces cu rezist reversibil.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 85

Se propune o tehnică de caracterizare a fotorepotoarelor optice de măști și plachete, din punct de vedere al utilizatorilor luind în considerare influența procesului asupra performanțelor fotorepotoarelor. Se determină experimental dimensiunea minimă ce se poate imprima în centrul ca și pe tot cîmpul optic, și pe această bază se calculează „ferestre de proces”, utilizînd un proces cu rezist reversibil. Se determină astfel limitele tehnologice de litografie optică prin proiecție, în spectrul liniei G a mercurului.

CZ 538.551 : 659.1

**CIRCUIT INTEGRAT
MASTER
RENTABILITATE**

Popescu, A. C. ș.a. : Circuite integrate pe rețele de componente neconectate.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 92

Lucrarea prezintă o sinteză a circuitelor integrate la comandă pe rețele de componente neconectate produse pe platforma Băneasa. Analiza tehnică și economică a acestor circuite reliefează direcțiile de aplicare și limitările acestei tehnici. Se demonstrează că folosirea rețelelor de componente neconectate este o soluție eficientă pentru producțiile de serie mică și medie.

CZ 621.396 : 621.385 : 534.3

**COMANDA CU MICROPROCESOR
CONTROL AUTOMAT FLUX TEHNOLOGIC
SPĂLARE CU ULTRASUNETE**

Ristea, I. ș.a. : Instalație automată cu curățire cu ultrasunete.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 99

Se prezintă o instalație pentru spălarea cu ultrasunete a releelor înainte de încapsulare, cu controlul automat al condițiilor tehnologice de proces cu ajutorul unui sistem de comandă organizat în jurul microprocesorului 8080.

CZ 621.314.5 : 621.3.072

**CONVERTIZOR STATIC TRIFAZAT
BUCLĂ DE REGLAJ**

Ghicaș, C. ș.a. : Circuit de stabilizare a tensiunii de ieșire a convertizoarelor statice trifazate (CST) de uz aeronautic.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 101

Lucrarea prezintă o buclă de reacție pentru stabilizarea tensiunii de ieșire a unui convertizor static trifazat, funcție de sarcină și suprasarcină, sensibilă la variații mici ale semnalului de reacție și care urmărește fidel modificările nivelurilor de tensiune pe toate cele 3 faze, care permite reglaje precise, foarte stabile în timp și în temperatură.

CZ 621.3.072.2 : 621.757

**TEHNICA DE AJUSTARE
TENSUNI DE DECALAJ
PADURI DE AJUSTARE**

Popescu, V. ș.a. : Ajustare automată a circuitelor integrate monolitice în faza de plachetă.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 104

Lucrarea tratează modul de ajustare în faza de plachetă a circuitelor integrate monolitice, prin metoda scirtcircuitării selective a unor diode Zener, prevăzute prin proiectare în masca circuitului. Metoda este utilizată pentru a îmbunătăți tensiunea de decalaj la intrare a amplificatoarelor operaționale (ROB 07) precum și tensiunea de ieșire la regulatoarele de tensiune din familia 79xx. De asemenea sînt prezentate performanțele metodei precum și modul practic de implementare.

CZ 655.2 : 621.3.018

**LITOGRAFIE OPTICĂ
CÎMP OPTIC
DISTORSIUNI OPTICE**

Dușa, M. ș.a. : Metodă de caracterizare a devierilor de poziționare în cîmpul optic al fotorepotoarelor.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, nr. 3, sept 1990, p. 106

Un parametru important în litografie este acuratețea de suprapunere. În cazul fotorepotoarelor prin proiecție actuale, suprapunerea este influențată de deviații de plasare a cîmpului imagine, și nu de erori de repetare. A fost dezvoltată și verificată pe un fotorepetor cu mărire $10 \times$ și cu un cîmp de $10 \times 10 \text{ mm}^2$, o metodă de caracterizare a poziției reale a unui punct în cîmpul imaginii.

CZ 621 — 23 : 621.314.6

**DENSITATE TOTALĂ DE DEFECTE
VARIETATE
MECANISME DE DETECTARE**

Iorgulescu, M. ș.a. : Varietatea densității de defecte de la plachetă la plachetă în fabricarea circuitelor integrate.

E.E.A. — *Automatica și electronica 34*, 3 sept 1990, p. 108

Analiza variației în timp a densității totale de defecte prezentată în lucrare ia în considerare caracteristicile defectelor, neomogenitatea distribuției lor spațiale și natura alea-

toare a mecanismelor de defectare. Rezultatele obținute arată o distribuție stabilă în timp a densității de defecte. Sînt analizate cauzele ce determină această stabilitate și se indică sensul fizic al parametrilor caracteristici distribuției.

CZ 535.8 : 621.314.5

ANALIZA ȘI PROIECTAREA IMAGINII
CONVERSIE A/D

Codreanu, N. ș.a. : Circuit de creație a erorilor introduse de camera TV într-un sistem de control automat al mașinilor și structurilor de circuite integrate.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 3, sept 1990, p. 111

Lucrarea prezintă o modalitate originală, care combină tehnica digitală cu cea analogică, pentru corecția neuniformităților semnalului furnizat de camera TV, folosită într-un sistem de analiză și prelucrare a imaginilor măștilor și structurilor de circuite integrate. Sînt prezentate tehnici analog-digitale și circuitul corespunzător care pot îmbunătăți performanțele generale ale unui sistem de analiză și procesare a imaginii care folosește convertor A/D „flash”.

CZ 621.374.5

TESTARE LSI

Rolaru, C. ș.a. : Electronică de pini pentru testarea CI LSI.

E. E. A. — Automatica și electronica 34, nr. 3, sept 1990, p. 113

Lucrarea prezintă o soluție pentru cele trei funcții ale electronicii de pini: driver cu trei stări, comparator și sar-

cină activă. Această realizare permite testarea CI LSI la frecvența de 10 MHz. Scopul ei este de a realiza viteză și precizie bune, folosind circuite cît mai simple.

CZ 658.52 : 538.1 : 697

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
PARAMETRI CLIMATICI
CAMERE CURATE

Toia, L. ș.a. : Echipament pentru testare automată a parametrilor climatici într-o cameră curată.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 3, sept 1990, p. 114

Acest sistem urmărește modificările parametrilor din camera curată, asigurînd controlul complet de la un post de operare. Sistemul permite extinderea numărului de senzori, modificarea adresei acestora și cuplarea la noi linii de producție.

CZ 621.316

PROIECTARE CIRCUITE INTEGRATE
LAYOUT
MASCĂ

Naș, A. ș.a. : Un nou algoritm de postprocesare a layout-ului.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 3, sept 1990, p. 116

Se prezintă un nou algoritm de postprocesare a măștilor de circuite integrate bazat pe proprietățile topologice ale poligoanelor orientate. Rezultatul este destinat realizării suportului magnetic pentru comanda unui generator de rețicle cu fascicul de electroni.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEONICA ; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUT ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : Viorica Anastasescu
Tehnoredactor : Gabriela Mircan

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.395.9:535.4

ВРЕЗАННЫЙ ИСТОЧНИК ПРЕДСИТАКСИАЛЬНОЕ ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЕ НОРМА ОПТИМИЗИРОВАННОЙ КОРРОЗИИ

Постолаке, К. и др. Перераспределение врезанного источника, моделирование и сравнительный анализ.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 77

С целью сокращения длительности диффузии изолирования и боковой диффузии в технологии интегральных схем высокого напряжения предлагается и анализируется модель последовательного перераспределения врезанного источника при помощи ионной имплантации. Для моделирования имеется ввиду процесс предэпитаксиальный с нормой оптимизированной коррозии относительно параметров имплантации и предэпитаксиального перераспределения. Применение модели приводит к хорошему соответствию с экспериментальными результатами.

УДК 539.1:536.3

СТРУКТУРА 1 D и 2 D ГЛУБИНА ФОКУСИРОВКИ КОСВЕННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ

Душа, М. и др. Метод литографического охарактеризования фотоповторителей используя процесс а реверсивным резистом.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 85

Предлагается техника охарактеризования оптических фотоповторителей для масок и плакет, с точки зрения потребителей за счет влияния процесса на рекорды фотоповторителей. Экспериментально определяется минимальный размер, который может быть напечатан так в центре, как и во всем оптическом поле и на этой основе вычисляется „окно процесса“, используя процесс с реверсивным резистом. Таким образом определяются технологические пределы оптической литографии при помощи проекции в спектре линии G ртути.

УДК 538.551:659.1

ИНТЕГРАЛЬНАЯ СХЕМА МАСТЕР РЕНТАБЕЛЬНОСТЬ

Попеску, А. К. и др. Интегральные схемы на сетях несоединенных компонентов.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 92

Работа представляет синтез интегральных схем при управлении на сетях несоединенных компонентов изготовленных П. Бэняса. Технический и экономический анализ этих схем подчеркивает направления применения и пределы этой техники. Демонстрируется что использование сетей несоединенных компонентов является эффективным решением для производства малой и средней серии.

УДК 621.396:621.385:534.3

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПОТОКА ПРОМЫВКА С УЛЬТРАЗВУКАМИ

Ристя, И. и др. Автоматическая установка промывки с ультразвуками.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 99

Представляется установка для промывки с ультразвуками реле перед капсулированием, с автоматиче-

ским контролем технологических условий процесса при помощи системы управления, организованной вокруг микропроцессора 8080.

УДК 621.314.5:621.3.072

ТРИФАЗНЫЙ СТАТИЧЕСКИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕТЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Глуш, К. и др. Цепь стабилизации выходного напряжения трифазных статических преобразователей (СТ) в употреблении аэронавтики.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 101

Работа представляет петлю для стабилизации выходного напряжения трифазного статического преобразователя в зависимости от нагрузки и перенагрузки, чувствительной при малых вариациях сигнала реакции, наблюдающая изменения уровней напряжения во всех трех фазах, позволяющая точные регулировки, очень стабильные во времени и температуре.

УДК 621.3.072.2:621.757

ТЕХНИКА ЮСТИРОВКИ НАПРЯЖЕНИЯ СДВИГА ОПОРЫ ЮСТИРОВКИ

Попеску, В. и др. Автоматическая юстировка интегральных монолитических схем в фазе плакет.

Е.Е.В. — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 104

Работа представляет способ юстировки в фазе плакет интегральных монолитических схем методом выборочного короткозамыкания диод Зенера, предусмотренных проектированием в маске схемы. Метод применяется с целью улучшения напряжения сдвига при входе операционных усилителей (РОБ 07), а также и выходного напряжения на регуляторах напряжения семейства 79xx. Также представляются рекорды метода и практический способ внедрения.

УДК 655.2:621.3.018

ОПТИЧЕСКАЯ ЛИТОГРАФИЯ ОПТИЧЕСКОЕ ПОЛЕ ОПТИЧЕСКИЕ ИСКАЖЕНИЯ

Душа, М. и др. Метод охарактеризования отклонений от позиционирования в оптическом поле фотоповторителей.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 106

Важным параметром в литографии является аккуратность перенакладывания. В случае современных фотоповторителей через проекцию, перенакладывание является под влиянием отклонений размещения поля изображения, а не под влиянием погрешностей повторения. Метод охарактеризования реального положения одной точки в поле изображения был развит и проверен на фотоповторителе с увеличением 10x и с полем 10×10мм².

УДК 621.23:621.314.6

СУММАРНАЯ ПЛОТНОСТЬ ДЕФЕКТОВ РАЗНООБРАЗИЕ МЕХАНИЗМЫ ДЛЯ ДЕФЕКТОВ

Йоргулеску, М. и др. Разнообразие плотности дефектов с плакету на плакету в изготовлении интегральных схем.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 108

Анализ вариации во времени суммарной плотности дефектов приведенный в работе учитывает характеристики дефектов, неоднородность их пространственного

распределения и случайную природу механизмов для дефектов. Полученные результаты показывают стабильное распределение во времени плотности дефектов. Анализируются причины определяющие эту стабильность и указывается физический смысл параметров, характерных распределению.

УДК 535.8: 621.314.5

АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ A/D

Кодряну, Н. и др.: Схема коррекции погрешностей вводимых камерой ТВ в систему автоматического контроля машин и структур интегральных схем.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 111

Настоящая работа представляет оригинальный способ комбинирующий дигитальную технику с аналоговой для коррекции неравномерностей сигнала, подаваемого камерой ТВ, использованной в системе анализа и обработки изображений масок и структур интегральных схем. Представляются аналого-дигитальные техники и соответствующая схема, улучшающие общие рекорды системы анализа и процессирования изображения применяющей преобразователь A/D „флеш“.

УДК 621.3.748

ТЕСТИРОВАНИЕ LSI

Ротару, К. и др.: Электроника с пинами (пинами) для тестирования CILSI.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 113

Работа представляет решения для трех функций электроники с пинами: драйвер с тремя состояниями, компаратор и активная нагрузка. Это достижение позволяет тестирование CILSI при частоте 10 МГц. Цель — достижение скорости и хорошей точности при помощи самых простых схем.

УДК 658.52: 538.1: 697

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ТЕСТИРОВАНИЯ КЛИМАТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЧИСТЫЕ ПОМЕЩЕНИЯ

Тоя, Л. и др.: Оборудование для автоматического тестирования климатических параметров в чистом помещении.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 114

Эта система наблюдает изменения параметров из чистого помещения, обеспечивая полный контроль от поста оперирования. Система позволяет увеличение количества сензоров, изменение их адреса и присоединение к новым линиям производства.

УДК 621.316

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ ЛЕЙАУТ МАСКА

Наш, А. и др. Новый алгоритм пост процессирования лейаут-а.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, № 3, сентябрь 1990 г., стр. 116

Представляется новый алгоритм постпроцессирования масок интегральных схем, основанный на топологических свойствах направленных полигонов. Результат предназначен осуществлению магнитной опоры для управления генератором ретикулей с электронным пучком.

INHALT

DK 621.395.9 : 535.4

EINGEBAUTE QUELLE VOR-EPITAXIELLE NEUEINTEILUNG OPTIMISIERTE KORODIERUNGSRATE

Postolache, C. u.a.: Eingebaute Quellenneueinteilung Modellierung und vergleichende Analyse.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 77

Man beschreibt und analysiert ein Modell der sequentiellen Neueinteilung der eingebauten Quelle durch ionische Implantation für die Verringerung des Streuungsdauer für Isolation und der seitlichen Streuung in der Technologie der Schaltenkreisläufe für hohe Spannung. Für die Modellierung zieht man im Betracht einen vor epitaxiellen Prozess mit optimisierten Korodierungerate im Bezug auf den Implementierungsparameters und vor epitaxielle Neueinteilung. Die Modellanwendung führt zu einer guten Übereinstimmung mit den praktischen Ergebnisse.

DK 539.1 : 536.3

STRUKTUR 1D UND 2D FOCUSSIERUNGSTIEFE TANGENTSTRAHLUNG

Dușă, M. u.a.: Litographische Charakterisierungsmethode der Fotorepertoiren wobei ein reversibler resistiver Prozess verwendet wird.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 85

Man stellt vor eine Charakterisierungstechnik der optischen Fotorepertoiren aus Marken und Plaketten aus dem Gesichtspunkt der Anwender, wobei des Prozesseneinfluss auf die Fotorepertoiren performanzen im Betracht gezogen werden. Man bestimmt experimentell die minimale Dimension die im Zentrum als auch auf das ganze optische Feld eingepägt werden kann und auf diesem Grund kann man das „Prozessfenster“ berechnen, wobei ein reversibler resistives Prozess verwendet wird. So werden die technologischen optischen Lithographiegrenzen durch Projektion der G-Linienspektrum des Quecksilbers bestimmt.

DK 538.551 : 659.1

SCHALTKREISLAUF MASTER WIRTSCHAFTLICHKEIT

Popescu, A. C. u.a.: Schaltkreisläufe in nichtgeschalteten Bauelementnetzwerke.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S.

Die Arbeit beschreibt eine Synthese der Schaltkreisläufe in nichtgeschalteten Bauelementnetzwerke die in Băneasa hergestellt werden. Die technische und ökonomische Analyse dieser Kreisläufe hebt die Anwendungrichtungen und die Grenzen dieser Technik, hervor. Man zeigt, dass die Anwendung der nichtgeschalteten Bauelementnetzen, eine gute Lösung für die Produkte kleiner und mittlerer Serie, ist.

DK 621.396 : 621.335 : 534.3

STEUERUNG MIT MIKROPROZESSOREN AUTOMATISCHE KONTROLLE TECHNISCHER FLUSS ABWASCHEN MIT ULTRASCHALL

Ristea, I. u.a.: Automatische Wascheinrichtung mit Ultraschall.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 99

Man stellt eine Wascheinrichtung mit Ultraschall der Relais vor der Kapselung mit automatischer Kontrolle der technologischen Bedingungen mit Hilfe eines Steuerungssystems rings um den Mikroprozessor 8080, dar.

DK 621.314.5 : 621.3.072

STATISCHER DREIPHASEN KONVERTER REGULUNGSSCHLEIFE

Ghiaus, C. u.a. : Feststellungskreislauf der Ausgangsspannung für statische dreiphasen Konverter für aeronautischem Gebrauch.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Sept 1990, S. 101

Die Arbeit beschreibt eine Reabsorptionsschleife für die Feststellung der Ausgangsspannung eines statischen, dreiphasen Konverter, Lastfunktion und Überlast empfindlich bei kleinen Schwankungen des Reaktionssignals und der die Änderungen des Spannungsniveaus der 3 Phasen verfolgt und der richtige Regelungen, sehr stabil in Zeit und Temperatur erlaubt.

DK 621.3.072.2 : 621.757

JUSTIERUNGSTECHNIK SPANNUNGSVERZÖGERUNG JUSTIERUNG PADDING

Popescu, V. u.a. : Automatische Justierung der monolytischen Kreisläufe in Plakettenphase.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 104

Die Arbeit behandelt die Justierungspart in Plakettenphase der monolytischen Schaltkreisläufe durch die Methode des elektrischen Kurzschlusses einiger Zener Dioden, durch Entwurf in der Kreislaufmaske versehen. Die Methode verwendet man für die Verbesserung der Spannungsverzögerung am Eingang der Operationalverstärker (ROB 07) als auch der Ausgangsspannung in den Spannungsregler der Familie 79xx Gleichzeitig sind die Performanzen der Methode als auch die praktische Implementierungsart dargestellt.

DK 655.2 : 621.3.018

OPTISCHE LITHOGRAPHIE OPTISCHES FELD OPTISCHE STÖRUNGEN

Dușa, M. u.a. : Charakterisierungsmethode der Positionierungssabweichungen im optischen Feld der Fotorepertoiren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 106

Ein bedeutender Parameter in der Lithographie ist die Überschießungspräzision. Im Fall der Fotorepertoiren durch aktuelle Projektion, ist die Überschießung durch Zustandsabweichungen, des Bildfeldes, beeinflusst und nicht durch Wiederholungsfehler. Es wurde eine Charakterisierungsmethode des realen Zustandes in einem Punkt des Bildes, auf einem Fotoverstärker von 10x und einem Feld von 10x10 mm² entwickelt und geprüft.

DK 621-23 : 621.314.6

ALLGEMEINE STÖRUNGSDICHTE VIELFÄLTIGKEIT STÖRUNGSMECHANISMEN

Iorgulescu, M. u.a. : Die Vielfältigkeit der Störungsdichte von einer Plakette zur einer anderen in der Herstellung der Schaltkreisläufe.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 108

Die Vielfältigkeitsanalyse der allgemeinen Störungsdichte in der Arbeit dargestellte ziehen die Störungscharakteris-

tiken, die Ungleichförmigkeit ihrer räumlicher Verteilung und die stochastische Natur der Störungsmechanismen, in Betracht. Die erhaltenen Ergebnisse zeigen eine stabile Verteilung der Störungsdichte. Man analysiert die Ursachen die diese Stabilität bestimmen und man zeigt den physischen Sinn der charakteristischen Parameterverteilung.

DK 535.8.621.314.5

ANALYSE UND BILDPROJEKTIERUNG UMWANDLUNG A/D

Codreanu, N. u.a. : Verbesserungskreislauf der Fehler, die von einer TV Kamera in einem automatischen Kontrollsystem der Maschinen und Strukturen des Schaltkreislaufes, eingeführt werden.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 111

Die Arbeit beschreibt eine originelle Art, die die digitale Technik mit einer analogen kombiniert; u.z.w. für die Verbesserung der Ungleichheiten des TV Kamera Signals, die in einem System der Analyse und Behandlung der Masken und Strukturbilder des Schaltkreislaufes verwendet wird. Man stellt analog-digitale Techniken, als auch der betreffende Kreislauf dar, die allgemeine Performanzen eines Systems für die Bildanalyse verbessern kann. Dieses System verwendet den A/D, Umwandler „flash“.

DK 621.3.748

LSI TESTEN

Rotaru, C. u.a. : Die Kiefelektronik für das CI LSI Testen

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 113

Die Arbeit stellt eine Lösung für 3 Funktionen der Kiefelektronik, dar: driner mit 3 Zustände, Vergleiche und aktive Last. Diese Entwicklung erlaubt das Testen von CILSI mit einer Frequenz von 10 MHz. Das Ziel besteht in der Herstellung einer Geschwindigkeit und einer Präzision wobei man sehr einfache Kreisläufe verwendet.

DK 658.52 : 538.1 : 697

AUTOMATISCHES TESTSYSTEM KLIMATISCHE PARAMETER SAUBERE RÄUME

Toia, L. u.a. : Ausrüstung für automatisches Testen der klimatischen Parameter in einem sauberen Raum.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 114

Dieses System verfolgt die Parameterveränderungen in einem sauberen Zimmer, wobei man eine vollständige Kontrolle von einem Operator sichert.

Das System erlaubt die Erweiterung der Sensorzahl, die Änderung der Adresse und die Verbindung an neue Produktionslinien.

DK 621.376

ENTWURF FÜR SCHALTKREISLÄUFE LAYOUT MASKE

Naș, A. u.a. : Ein neuer Algorithmus der Nachprozessoren des Layout.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 3, Sept 1990, S. 116

Man stellt einen neuen Algorithmus der Nachprozessierung der Schaltkreislaufmasken, der als Grundlage die topologischen Eigenschaften der Richtungs-vielecke hat, dar. Das Ergebnis bezieht sich auf die Entwicklung des magnetischen Halters für die Steuerung eines Fadenkreuzgenerators mit Elektronenstrahl.

CONTENTS

DC 621.395.9 : 535.4

BURRIED SOURCE
PRE-EPITAXIAL REDISTRIBUTION
OPTIMIZED ETCH RATE

Postolache, C. and al. : Redistribution, modelling and comparative analysis of a burried source.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 77

In order to reduce the duration of the insulation diffusion and of the lateral diffusion in high voltage integrated circuit technology, a model of sequential redistribution of the source burried by ionic implantation is proposed and analysed. For this model, a pre-epitaxial process with optimized etch rate with respect to the parameters of implantation and pre-epitaxial redistribution is taken into account. The application of this model is in good agreement with the experimental results.

DC 539.1 : 536.3

1D AND 2D STRUCTURE
FOCUSSING DEPTH
TANGENTIAL RADIATION

Dușa, M. and al. : Method of optical stepper lithografical characterization employing a reverse resist process.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 85

The paper suggests an user characterization technique for optical mask or wafer stepper, taking into account the influence of the process on stepper performance. The minimum patterned feature vs. stepper resolution figure in the optical field center and over the „image field” are determined together with process window in an image reverse process which increases both the resolution limit and the exposure — defocus capabilities in the submicron optical G-line lithography.

DC 538.551 : 659.1

INTEGRATED CIRCUIT
MASTER
EFFICIENCY

Popescu, A. C. and al. : Integrated circuits within uncommitted component arrays.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 92

This paper presents a synthesis regarding semicustom integrated circuits within uncommitted component array, masters manufactured at Băneasa. The technical and economical analysis of these circuits emphasizes the application directions and the limits of this technique.

It is shown that the use of the uncommitted component arrays is an efficient solution for low and medium scale productions.

DC 621.396 : 621.385 : 534.3

MICROPROCESSOR CONTROL
PRODUCTION FLOW AUTOMATIC CONTROL
ULTRASONIC WASHING

Ristea, I. and al. : Automatic installation for ultrasonic washing.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 99

The paper presents an installation for the ultrasonic washing of the relays prior to the sealing process; it performs an automatic control of the process technological conditions with a control system employing an 8080 microprocessors.

DC 621.314.5 : 621.3.072

THREE-PHASE STATIC CONVERTER
CONTROL LOOP

Ghiaus, C. and al. : Output voltage regulating circuit for the threephase static converters used in aeronautics.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 101

The paper presents a feedback loop for the output voltage regulation of a three-phase static converter, depending on the load and overload; it is sensitive to low variations of the feedback signal, which precisely follows the voltage level changes along all the three phases, thus allowing accurate, time and temperature independent adjustments.

DC 621.3.072.2 : 621.757

ADJUSTMENT TECHNIQUE
VOLTAGE SHIFT
ADJUSTMENT PADS

Popescu, V. and al. : Automatic adjustment of monolithic integrated circuits as boards.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no.3, September, 1990, p. 104

The paper deals with the method of adjusting monolithic integrated circuits in the stage of boards; it is employed the method of selective short-circuit of several Zener diodes mounted within the circuit shield. The method is meant for improving the input shift voltage of the operating amplifiers (ROB 07) as well as the output voltage of the voltage controllers of the 79xx family. The paper also presents the performances of the method as well as the way of implementing it.

DC 655.2 : 621.3.018

OPTICAL LITHOGRAPHY
OPTICAL FIELD
OPTICAL DISTORTIONS

Dușa, M. and al. : Method of positioning deviation characterization within stepper optical field.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no.3, September 1990, p. 106

An important lithography parameter is the overlay accuracy. With the present steppers, the overlay is influenced by the image field placement deviation and not by the stepping errors. A method of characterizing the real position of a point within the image field against its ideal geometrical coordinate, was developed and tested on a 10×10 mm² field size 10x stepper lens.

DC 621 — 23 : 621.314.6

FAULT OVERALL DENSITY
VARIETY
FAULT MECHANISM

Iorgulescu, M. and al. : Fault density variety from one board to another in manufacturing the integrated circuits.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 108

The paper presents a time variation analysis of the fault overall density, taking into account the fault characteristics, their space distribution heterogeneity, and the random feature of the defect mechanisms. The results show a time steady distribution of the fault density. The paper also analyses the causes of this stability and indicates the physical direction of the parameters characterizing the distribution.

DC 535.8 : 621.314.5

IMAGE ANALYSIS AND DESIGN
A/D CONVERSION

Codreanu, N. and al. : Circuit correcting the errors generated by a TV camera within an automatic control system for the integrated circuit devices and structures.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 111

The paper presents an original approach to the problem of minimizing the anomalies and nonuniformity distortions generated by a TV camera in a image processing system. There are described an analog — digital technique and the corresponding circuitry which could improve the general performances of an image processing system which uses a flash A/D converter.

DC 621.3.745

LSI TESTING

Rolaru, C. and al. : Pin electronics for LSI IC testing.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 113

This paper presents a solution for the three pin electronics functions : three — state driver, comparator and active load. This implementation allows the LSI IC testing at a frequency of 10 MHz. Its purpose is to achieve increased speed and a good accuracy using circuits as simple as possible.

DC 658.52 : 538.1 : 697

AUTOMATIC TESTING SYSTEM
CLIMATIC PARAMETERS
CLEAN ROOM

Toia, L. and al. : Automatic testing equipment for the climatic parameters within a clean room.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 114

This system follows the parameter changes within the clean room, ensuring a complete control from one operating point. The system allows the increase of the number of sensors, the change of their address and the connection to new manufacturing lines.

DC 621.376

INTEGRATED CIRCUIT DESIGN
LAYOUT
SHIELD

Naș, A. and al. : A new algorithm for layout post-processing.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, no. 3, September 1990, p. 116

The paper presents a new postprocessing algorithm for the integrated circuit shields based on the topological properties of the oriented polygons. The result is meant for achieving the magnetic support for controlling the electron-beam reticulated generator.

RÉSUMÉS

CD 621.395.9 : 535.4

SOURCE ENTERRÉE
REDISTRIBUTION PRÉ-ÉPITAXIALE
TAUX DE CORROSION OPTIMISÉ

Postolache, C. et al. : Redistribution de la source enterrée modélisation et analyse comparative.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 77

Afin de réduire la durée de diffusion d'isolation et de la diffusion latérale dans la technologie des circuits intégrés à haute tension, on y propose et analyse un modèle de la redistribution séquentielle de la source enterrée par implantation ionique. Pour la modélisation on tient compte d'un processus pré-épitaxial à taux de corrosion optimisé par rapport aux paramètres d'implantation et de redistribution pré-épitaxiale. L'application du modèle même à une bonne concordance aux résultats expérimentaux.

CD 539.1 : 536.3

STRUCTURE UNI ET BIDIMENSIONNELLE
PROFONDEUR DE FOCALISATION
RADIATION TANGENTIELLE

Dușa, M. et al. : Méthode de caractérisation lithographique des photorépéteurs utilisant un processus à résist réversible.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 85

On y propose une technique de caractérisation des photorépéteurs optiques de masques et plaquettes, du point de vue des utilisateurs, prenant en considération l'influence de processus sur les performances des photorépéteurs. On y détermine expérimentalement la dimension minimale qu'on peut obtenir au centre et dans tout le champ optique et l'on calcule la „fenêtre de processus” utilisant un processus à résist réversible. De la sorte, on détermine les limites technologiques de lithographie optique par projection, dans le spectre de la ligne G du mercure.

CD 538.551 : 659.1

CIRCUIT INTÉGRÉ
MASTER
RENTABILITÉ

Popescu, A. C. et al. : Circuits intégrés utilisés aux réseaux de composants non-connectés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 92

L'ouvrage présente une synthèse sur les circuits finis intégrés utilisés aux réseaux de composants non-connectés fabriqués sur la plate-forme de Băneasa. L'analyse technique et économique de ces circuits met en évidence les tendances d'application et les limites de cette technique. On y démontre que l'emploi des réseaux de composants non-connectés est une solution efficace pour les productions de petite et moyenne série.

CD 621.396 : 621.385 : 534.3

COMMANDE PAR MICROPROCESSEUR
CONTRÔLE AUTOMATIQUE DU FLUX TECHNOLOGIQUE
LAVAGE À ULTRA-SONS

Ristea I. et al. : Installation automatique de nettoyage à ultra-sons.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 99

On y présente une installation à laver à ultra-sons pour relais avant capsulage, à contrôle automatique des conditions technologiques de processus par un système de commande à microprocesseur 8080.

CD 621.314.5 : 621.3.072

CONVERTISSEUR STATIQUE TRIPHASÉ
BOUCLE DE RÉGLAGE

Ghîauș, C. et al. : Circuit de stabilisation de la tension de sortie des convertisseurs statique triphasés à usage aéronautique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 101

L'ouvrage présente une boucle de réaction pour la stabilisation de la tension de sortie d'un convertisseur statique triphasé, en fonction de la charge et de la surcharge sensibles aux petites variations du signal de réaction et suivant les modifications des niveaux de tension durant les 3 phases qui permettent des réglages précis, très stables en temps et température.

CD 621.3.072.2 : 621.757

TECHNIQUE D'AJUSTAGE
TENSIONS DE DÉCALAGE
CIRCUITS INTÉGRÉS AJUSTABLES

Popescu, V. et al. : Ajustage automatique des circuits intégrés monolithiques dans la phase de plaquette.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 104

L'ouvrage présente la technique d'ajustage, dans la phase de plaquette, des circuits électriques monolithiques par la méthode de la mise en court-circuit de diodes Zener, dont est pourvue, par conception, la masque de circuit. La méthode est appliquée afin d'optimiser la tension de décalage à la sortie des amplificateurs opérationnels (ROB 07) ainsi que la tension de sortie des régulateurs de tension de la série 79xx. On y présente également les performances de la méthode ainsi que le procédé pratique d'implémentation.

CD 655.2 : 621.3.018

LITHOGRAPHIE OPTIQUE
CHAMP OPTIQUE
DISTORSIONS OPTIQUES

Dușa, M. et al. : Méthode de caractérisation des déviations d'emplacement des photorépéteurs en champ optique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 106

Un paramètre important de la lithographie est la précision de superposition. Dans le cas des photorépéteurs actuels, la superposition est influencée par des déviations d'emplacement du champ-image et non par des erreurs de répétition. On a développé et vérifié une méthode de caractérisation de la position réelle d'un point dans le champ de l'image.

CD 621-23 : 621.314.6

DENSITÉ TOTALE DE DÉFAUTS
VARIÉTÉ
MECANISMES DE DÉFECTION

Iorgulescu, M. et al. : Variété de la densité de défauts de plaquette à plaquette dans la fabrication des circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 108

L'analyse de variation, en fonction du temps, de la densité totale de défauts, présentée dans cet ouvrage, prend en considération les caractéristiques des défauts, la non-homogénéité de leur distribution spatiale et la nature aléatoire des mécanismes de défection. Les résultats obtenus indiquent une distribution stable de la densité de défauts en fonction

du temps. On y analyse les causes déterminant cette stabilité et l'on indique le sens physique des paramètres caractéristiques à la distribution.

CD 535.8 : 621.314.5

ANALYSE ET PROJECTION DE L'IMAGE
CONVERSION A/N

Codreanu, N. et al. : Circuit de correction des erreurs dues à la caméra TV dans le système de contrôle automatique des machines et des structures à circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 111

L'ouvrage présente une modalité originale, combinant la technique numérique à celle analogique, pour corriger les non-uniformités du signal fourni par la caméra TV employée dans un système d'analyse et de traitement des images des masques et des structures à circuits intégrés. On y présente des techniques analogiques-numériques, et le circuit approprié pouvant optimiser les performances générales d'un système d'analyse et de traitement des images utilisant un convertisseur A/N.

CD 621.374.3

ESSAI LSI

Rotaru, C. et al. : Electronique de broches pour l'essai des circuits intégrés LSI.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 113

L'ouvrage présente une solution pour les trois fonctions de l'électronique de broches „driver” à trois états, comparateur et charge active. Cette réalisation permet l'essai des circuits intégrés LSI à la fréquence de 10 MHz. Le but est d'obtenir une vitesse et une précision optimales, employant les circuits les plus simples.

CD 658.52 : 538.1 : 697

SYSTEME AUTOMATIQUE D'ESSAI
PARAMÈTRES CLIMATIQUES
CHAMBRE PROPRE

Toia, L. et al. : Equipement pour l'essai automatique des paramètres climatiques dans une chambre propre.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 114

Ce système surveille les modifications des paramètres d'une chambre propre, assurant le contrôle complet à partir d'un poste de commande. Le système permet d'élargir la gamme de capteurs utilisés, la modification de l'adresse de ceux-ci et la connexion à de nouvelles chaînes de production.

CD 621.376

CONCEPTION DES CIRCUITS INTÉGRÉS
SCHÉMAS DE MONTAGE
MASQUE

Naș, A. et al. : Un nouveau algorithme pour le traitement automatique des schémas de montage.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 3, sept 1990, p. 116

On y présente un nouveau algorithme pour le traitement automatique des schémas de montage des masques de circuits intégrés, algorithme ayant à la base les propriétés topologiques des polygones orientés. On vise à mettre en oeuvre un support magnétique pour la commande d'un générateur de réseaux à faisceau d'électrons.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Automatica și electronica nr. 3

CZ 621.395.9 : 535.4

SURSĂ ÎNGROPATĂ
REDISTRIBUȚIE PRE-EPITAXIALĂ
RATĂ CORODARE OPTIMIZATĂ

Redistribuția sursei îngropate, modelare și analiza comparativă

CONSTANTIN POSTOLACHE, FLORIN GĂISEANU, RĂZVAN MAZILU* — BUCUREȘTI

Introducere

În tehnologia circuitelor integrate cu tensiuni mari de străpungere se operează cu joncțiuni adinci, pentru care tehnicile de procesare trebuie să permită limitarea difuziilor în lateral. Acesta a fost și scopul modelării și studierii procesului de difuzie din surse îngropate și de la suprafață pentru realizarea zidurilor de izolare, care a făcut obiectul unui studiu anterior [1]. Tehnica de difuzie [2], experimentată și modelată [1], care se poate aplica atît în tehnologia C.I. cu straturi epitaxiale groase ($d_{\text{epi}} > 20 \mu\text{m}$), cît și în tehnologii cu joncțiuni superficiale, cum sînt acelea pentru tranzistoare JFET [3, 4], prezintă două avantaje importante: (i) reducerea consistentă a duratei de difuzie (pentru aceeași grosime a stratului epitaxial se reduce durata de difuzie de două ori, față de cea necesară în difuzia din sursă de la suprafață); (ii) reducerea ariei active necesară zidurilor de izolare (la straturi epitaxiale de $25 \mu\text{m}$ și structuri cu peste 100 insule izolate, economia de arie este de peste 35%).

Compararea modelului propus pentru redistribuția secvențială a sursei îngropate cu experimentul [1], a evidențiat însă o diferență mai mare ca eroarea de măsură ($\pm 0,3 \mu\text{m}$), între adîncimea de difuzie calculată și cea măsurată. Această diferență a fost pusă în seama corodării în procesul preepitaxial, care nu a fost considerată la modelare. Astfel, în procesul preepitaxial cu corodare (în acid clorhidric, la temperatură mai mare sau egală cu cea de creștere), se produce pierderea unei anumite cantități din sursa implantată, împreună cu siliciul îndepărtat de la suprafața plachetei. Această pierdere determină o redistribuție a borului în stratul epitaxial diferită de cea corespunzătoare modelului, datorită variației concentrației la suprafața de corodare strîns legată de condițiile procesului preepitaxial;

Așa cum se arată [1], pentru a diminua efectul procesului preepitaxial cu corodare (PPC) asupra concentrației la suprafață se pot alege condiții de implantare care să compenseze pierderile de sursă, între care energie mai mare de implantare sau, la aceeași energie, doză mai mare de implantare. Atît energia cît și doza de implantare nu pot fi luate însă oricît de mari, întrucît energia mare favorizează redistribuție puternică în substrat și mai redusă în stratul epitaxial, iar doza mare poate determina autodoparea în lateral în primele momente de la inițierea creșterii stratului.

Avînd în vedere aspectele prezentate, rezultă ca necesară o compatibilizare a condițiilor de implantare cu cele de corodare preepitaxială, astfel încît să se producă o redistribuție cît mai puternică a sursei îngropate în stratul epitaxial, în timpul proceselor termice ulterioare, iar autodoparea în lateral să se elimine.

Scopul lucrării de față este modelarea redistribuției sursei îngropate prin implantare, în PPC. Lucrarea propune expresia de calcul a ratei optime de corodare în raport cu condițiile de implantare și de corodare și prezintă comparația redistribuției secvențiale rezultate prin aplicarea modelului cu experimentul și modelul anterior.

1. Redistribuția sursei îngropate în P.P.C.

1.1. Modelare redistribuție în P.P.C.

Dacă P.P.C. are loc cu rata v , la temperatura T , redistribuția borului implantat este descrisă cu ecuația de difuzie într-un sistem cu graniță mobilă:

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D \frac{\partial^2 c}{\partial x^2} + v \frac{\partial c}{\partial x}, \quad (1)$$

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

în condițiile :

$$C(x, 0) = \frac{N}{\sqrt{\pi \Delta R_p^2}} \exp \left[-\frac{(x - R_p)^2}{2 \Delta R_p^2} \right] \quad (2)$$

$$D \frac{\partial C}{\partial x} \Big|_{x=0} = h \cdot C(0, t)$$

$$C(\infty, t) = 0$$

unde $C(x, 0)$ — reprezintă redistribuția borului după implantare, $h = 27,96 \exp \left(-\frac{2,481 \text{ eV}}{KT} \right)$.

$\left[\frac{\text{cm}}{\text{s}} \right]$ [5] — reprezintă constanta de exdifu-
zie, $D = 0,55 \exp \left(-\frac{3,42 \text{ eV}}{KT} \right) \left[\frac{\text{cm}^2}{\text{s}} \right]$ [6] — re-
prezintă coeficientul de difuzie al borului la
temperatura de corodare, R_p — adâncimea
medie de proiecție, x — direcția de difuzie și
 N — doza de implantare.

Transformarea de funcție

$$C(x, t) = U \exp \left(-\frac{v}{2D} x \right) \exp \left(-\frac{v^2}{4D} t \right), \quad (3)$$

reduce ecuația (1) la :

$$\frac{\partial u}{\partial t} = D \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, \quad (4)$$

cu condițiile :

$$u(x, 0) = C(x, 0) \exp \left(\frac{v}{2D} x \right), \quad (5)$$

$$\frac{\partial u}{\partial x} \Big|_{x=0} = H \cdot u(0, t),$$

$$U(\infty, t) = 0,$$

$$\text{unde : } H = \frac{v}{2D} + \frac{h}{D}.$$

Soluția ecuației (4) poate fi exprimată sub
forma :

$$U(x, t) = \frac{N \exp \left(\frac{v}{2D} R_p \right)}{\sqrt{\pi(2\Delta R_p^2 + 4Dt)}} \times \left\{ \exp \cdot \right. \\ \cdot \left[-\frac{(x - R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] + \exp \left[-\frac{(x + R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] - \\ \left. - 2H \sqrt{\pi(2\Delta R_p^2 + 4Dt)} \exp \left[\frac{H^2}{4} (2\Delta R_p^2 + 4Dt) + \right. \right.$$

$$\left. + H(x + R_p) \right\} \times$$

$$\times \operatorname{erfc} \left[\frac{x + R_p + \frac{1}{2} H(2\Delta R_p^2 + 4Dt)}{\sqrt{2\Delta R_p^2 + 4Dt}} \right] \Bigg\}. \quad (6)$$

și deci :

$$C(x, t) = \\ = \frac{N \exp \left[-\frac{2vt(x - R_p)}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] \times \exp \left[-\frac{(vt)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right]}{\sqrt{\pi(2\Delta R_p^2 + 4Dt)}} \times \\ \times \left\{ \exp \left[-\frac{(x - R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] + \exp \left[-\frac{(x + R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] - \right. \\ \left. - 2H \sqrt{\pi(2\Delta R_p^2 + 4Dt)} \exp \cdot \right. \\ \cdot \left[\frac{H^2}{4} (2\Delta R_p^2 + 4Dt) + H(x + R_p) \right] \times \\ \times \operatorname{erfc} \left[\frac{x + R_p + \frac{1}{2} H(2\Delta R_p^2 + 4Dt)}{\sqrt{2\Delta R_p^2 + 4Dt}} \right] \Bigg\}. \quad (7)$$

Dacă în soluția (7) se neglijează termenii de
ordinul H (neglijare justificată prin rezultatele
calculului numerice concrete) iar contribuția
termenului în $\exp \left[-\frac{(x + R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right]$ se ia cu-
mulativ ca constantă ($\times 2$) [1], rezultă solu-
ția :

$$C(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi(2\Delta R_p^2 + 4Dt)}} \times \exp \cdot \\ \cdot \left[-\frac{2vt(x + R_p)}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] \times \\ \times \exp \left[-\frac{(vt)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right] \times \exp \left[-\frac{(x - R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + 4Dt} \right]. \quad (8)$$

Făcînd în această expresie $v = 0$, se obține
relația de redistribuție după implantare și
P.P.S., conform modelului anterior [1].

Soluția (8) se mai poate scrie :

$$C(x, t) = C_0(x, t) \times \exp \left[-\frac{2vt(x - R_p)}{L^2} \right] \exp \left[-\frac{(vt)^2}{L^2} \right], \quad (9)$$

unde $L^2 = 2\Delta R_p^2 + 4Dt$ iar :

$$C_0(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L} \times \exp \left[-\frac{(x - R_p)^2}{L^2} \right]$$

este soluția redistribuției în procesul precipitațional fără corodare (P.P.S.).

De asemenea, relația de redistribuție (8) se mai poate scrie :

$$C(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L} \exp \left[-\frac{(x - R_p + vt)^2}{L^2} \right], \quad (10)$$

formă sub care se va utiliza în simulările pe calculator în scopul compatibilizării condițiilor de implantare cu cele de execuție a P.P.C.

1.2. Cazuri particulare de redistribuție

Soluția (10) a redistribuției sursei în P.P.C. caracterizat prin rata de corodare v , coeficientul de difuzie D_1 , durata de corodare t , care determină lungimea de difuzie $L_1 = \sqrt{2\Delta R_p^2 + 4Dt}$, se mai poate scrie :

$$C_1(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_1} \exp \left[-\frac{(x - R_p')^2}{L_1^2} \right], \quad (11)$$

unde : $R_p' = R_p - v \cdot t_1$ — reprezintă o adâncime de proiecție a implantării redusă datorită corodării.

În această situație redistribuția ar putea fi similară cu cea rezultată după o implantare cu parametrii R_p' și ΔR_p și pot exista următoarele posibilități :

a) Dacă $vt_1 < R_p$, atunci $C_1(x, t)$ este dat de relația (11). După cum se va vedea aceasta este o condiție necesară difuziei zidurilor de izolare :

b) Dacă $vt_1 = R_p$, atunci

$$C_1(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_1} \exp \left(-\frac{x^2}{L_1^2} \right). \quad (12)$$

Maximul concentrației sursei după corodare este amplasat la suprafața de corodare, ceea ce poate determina autodopare în lateral (în special pentru doze mari) și pierderi semnificative de sursă prin corodare ;

c) Dacă $vt_1 > R_p$, atunci

$$C_1(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_1} \exp \left[-\frac{(x + R_p')^2}{L_1^2} \right]. \quad (13)$$

Profilul de redistribuție după corodare constituie o „coadă” a profilului de implantare. Pierderea mare de sursă nu corespunde cerințelor de redistribuție puternică în stratul epitaxial, cum este necesar în difuzia de izolare din sursă îngropată.

Pornind de la aceste cazuri, prin simulare pe calculator pentru diferite condiții de implantare și corodare se urmărește optimizarea P.P.C. în cazul a), cînd se asigură, după corodare, sursă suficientă pentru redistribuția puternică în stratul epitaxial.

1.3. Redistribuția în P.P.C. cu rată optimă de corodare

În timpul corodării la temperatura T are loc și redistribuția borului conform relației (10), determinînd creșterea concentrației la suprafața de corodare (C_{sco}), față de cea corespunzătoare implantării (C_{so}), simultan cu creșterea cantității de sursă eliminată. Pentru a reduce pierderea de sursă se impune limitarea grosimii stratului de siliciu îndepărtat (Δx).

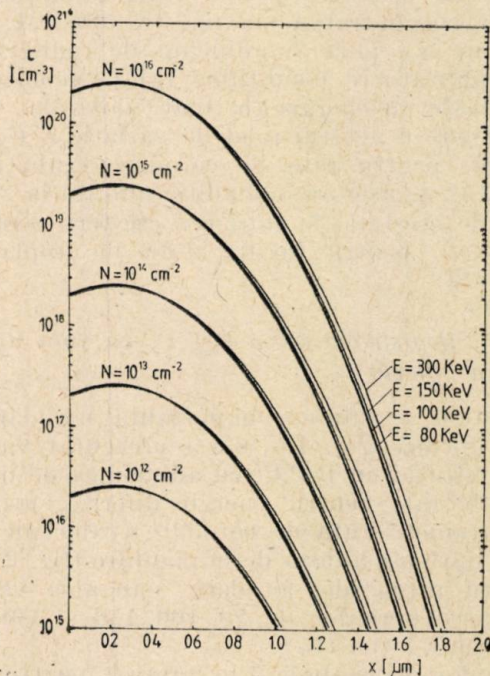


Fig. 1

Avînd în vedere localizarea maximului concentrației de sursă după implantare la adâncimea R_p și modificarea profilului în timpul re-

distribuției, caracterizată prin lungimea de difuzie L_1 , limitarea grosimii siliciului corodat se poate exprima prin :

$$\Delta x = v_0 t_1 = R_p - L_1/2 \quad (14)$$

de unde :

$$v_0 = \frac{R_p - L_1/2}{t_1}, \quad (15)$$

care reprezintă expresia valorii optime a ratei de corodare utilizată în discuțiile care urmează.

Considerind $T = 1423$ K, temperatura procesului preepitaxial, v_0 dat prin (15), R_p [cm] = $(3,38 \times 10^{-4} \times E - 3,308 \times 10^{-6} E^2) \times 10^{-4}$, ΔR_p [cm] = $(1,781 \times 10^{-3} \times E - 2,086 \times 10^{-5} \times E^2 + E^2 + 1,403 \times 10^{-7} \times E^3 - 4,545 \times 10^{-10} \times E^4 + 5,525 \times 10^{-13} \times E^5) \times 10^{-4}$, [7], $t_1 = 300$ s, D_1 [cm²/s] — corespunzător T_1 , L_1 [cm] = $\sqrt{2\Delta R_p^2 + 4D_1 t_1}$, s-a reprezentat (fig. 1), concentrația sursei îngropate în funcție de adâncimea de difuzie x , în substrat, în cursul P.P.C., avînd ca parametri dozele și energiile de implantare.

Așa cum se observă, pentru P.P.C. cu rată optimă (rel. 15), pentru orice energie de implantare (de la 80 la 300 KeV), C_{SCO} , la aceeași doză, are practic o valoare constantă (pentru $N = 10^{12}$ cm⁻², C_{SCO} variază de la $2,0079 \times 10^{16}$ cm⁻³ la $1,9367 \times 10^{16}$ cm⁻³ cînd energia crește de la 80 la 300 KeV), care se situează sub valoarea concentrației maxime în substrat. Dincolo de R_p , pînă la adîncimi de redistribuție corespunzătoare condițiilor P.P.C., concentrația crește cu energia (la toate dozele).

Urmare a acestui mod de variație a C_{SCO} cu energia pentru rata de corodare egală cu v_0 (rel. 15), se asigură o condiție unitară la suprafața de creștere, la inițierea creșterii stratului epitaxial, pentru fiecare doză de implantare utilizată.

1.4. Redistribuția în P.P.C. cu rată diferită de cea optimă

Pentru a sublinia importanța corodării cu rata optimă (rel. 15), s-a reprezentat variația concentrației în P.P.C. cu adîncimea de difuzie în substrat, pentru energii diferite, utilizînd ca parametri rata de corodare (valori în jurul ratei optime) și doza de implantare (fig. 2 și 3). Pentru ratele de corodare s-au ales valorile asociate energiilor de 80, 100, 150 și 350 KeV conform relației (15).

După cum se observă în figura 2, pentru orice doză de implantare (între 10^{12} și 10^{16} cm⁻²), cînd implantarea are loc cu energie redusă (80 KeV), rezultă diferențe mici între C_{SCO} pentru rate de corodare diferite de cea optimă. Ceea ce diferă semnificativ este cantitatea de sursă rămasă în substrat. Astfel, cu cît rata de

corodare este mai mare cu atît cantitatea de sursă restantă este mai redusă (evidențiat prin amplasarea maximumului de concentrație în substrat, care este cu atît mai apropiat de suprafața de corodare, cu cît v este mai mare; pentru rata cea mai mare, corodarea are loc pînă dincolo de R_p , cu pierdere mare de sursă).

În cazul energiilor mari (300 KeV, fig. 3), cu cît rata de corodare este mai redusă, cu atît C_{SCO} este mai mic. Și în acest caz rata optimă de corodare este cea corespunzătoare energiei

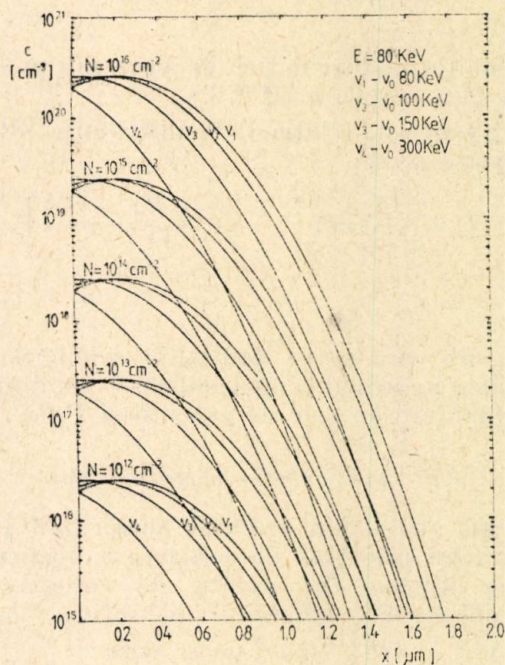


Fig. 2

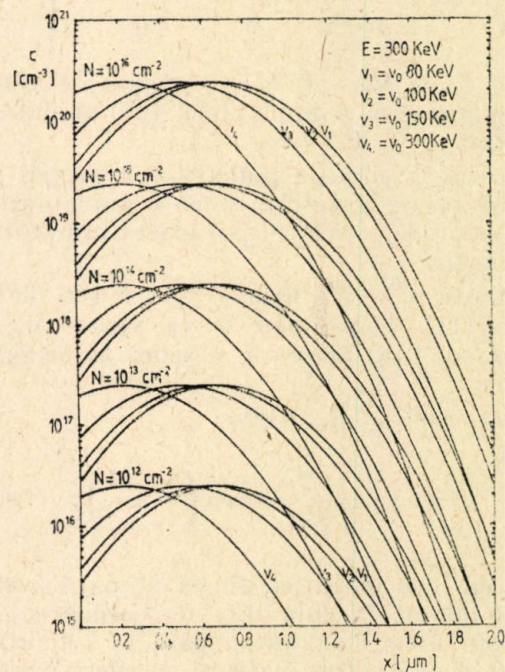


Fig. 3

de implantare (v_0 la 300 KeV). Operarea la energii mari, cu rate de corodare mici, devine favorabilă difuziei de subcolector, întrucât se reține cea mai mare parte a sursei în substrat, concentrația la suprafața de corodare este mică și maximul concentrației în substrat este departe de suprafața de corodare, determinând difuzie adincă în substrat.

Rezultă că pentru aplicarea modelului în difuzia de izolare trebuie folosită în P.P.C. o rată de corodare cât mai apropiată de cea optimă (rel. 15).

1.5. Redistribuiția în P.P.C. cu rată de corodare optimă și durate diferite

În condițiile considerate anterior (paragraful 1.3), utilizând modelul de redistribuiție (rel. 10) și rata de corodare optimă (rel. 15), s-a reprezentat (fig. 4 și 5 pentru $E = 80$ și 300 KeV) redistribuiția sursei în P.P.C., considerând ca parametru durata de corodare (dar cu valori sub 300 s).

Se observă că la orice doză și energie, C_{SCO} crește cu durata de corodare, în timp ce cantitatea de sursă scade cu creșterea duratei.

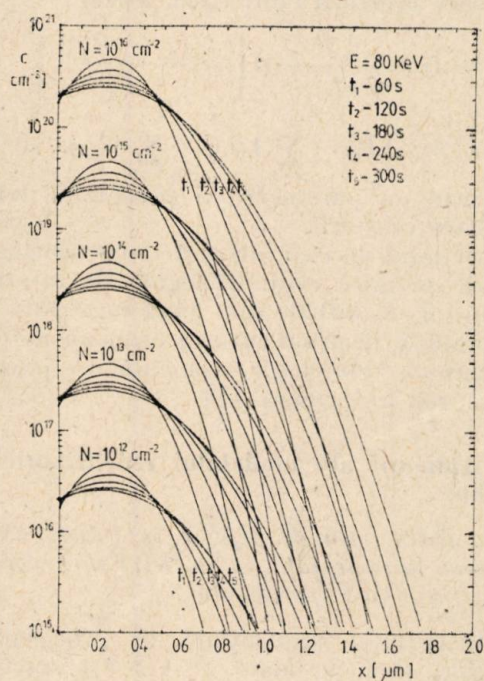


Fig. 4

În cazul implantării cu energie mică (fig. 4, $E = 80$ KeV) se constată o variație slabă a C_{SCO} cu durata. Se explică aceasta prin apropierea maximului concentrației în substrat de suprafață după implantare; dar și prin v_0 redus. De asemenea se observă că, cu cât durata este mai mare, cu atât difuzia în substrat este mai puternică (în special la doze $> 10^{13}$ cm $^{-2}$), explicabil prin pierderile reduse de sursă prin corodare.

La implantările cu energii mari (fig. 5, $E = 300$ KeV), variația C_{SCO} cu durata de corodare este puternică și se explică aceasta prin distanța mare între maximul concentrației în substrat și suprafață după implantare (ca și ratei mari). Se evidențiază, în acest caz, necesitatea corodării cu durate mari (când $v = v_0$), în special la doze mici, astfel încât C_{SCO} să atingă o valoare corespunzătoare redistribuiției puternice în stratul epitaxial. Utilizarea unei durate mari de corodare nu determină o redistribuiție puternică în substrat (la $N = 10^{12}$ cm $^{-2}$ această redistribuiție la $t = 300$ s este chiar mai redusă ca pentru $t = 60$ s).

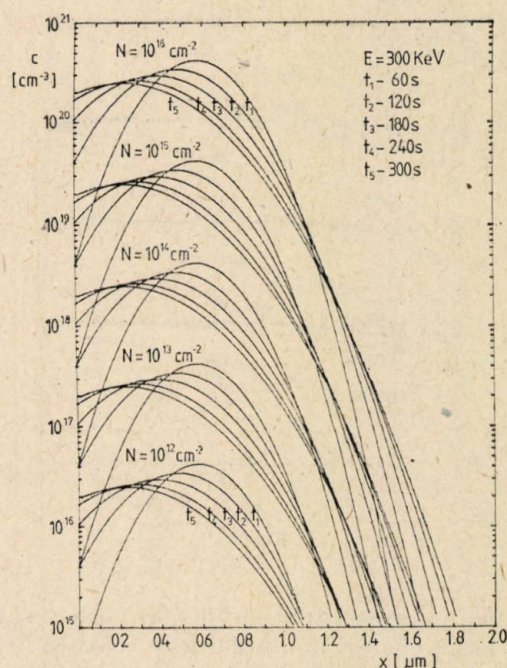


Fig. 5

Rezultă din examinarea reprezentărilor că la implantări cu energii reduse (< 100 KeV) sînt necesare durate mai scăzute de corodare (< 300 s) în scopul reducerii redistribuiției în substrat, durata neavînd un efect semnificativ asupra C_{SCO} (de care depinde redistribuiția în stratul epitaxial). La implantare cu energii mari (> 150 KeV), devin însă necesare durate mari de corodare (în special la doze $> 10^{14}$ cm $^{-2}$), în scopul obținerii la suprafața de corodare a unei concentrații cât mai mari. Durata mare de corodare nu determină redistribuiții mari în substrat.

Reprezentările discutate sînt foarte necesare în optimizarea duratei de corodare (cînd $v = v_0$), astfel încît să se obțină C_{SCO} corespunzător unei redistribuiții puternice în stratul epitaxial, dar cu o valoare sub cea favorabilă autodopării în lateral, avînd în vedere posibilitățile practice de implantare și o redistribuiție cât mai redusă în substrat în P.P.C.

1.6. Variația concentrației la suprafața de corodare cu rata de corodare

Pentru durata de corodare constantă (300 s) s-a reprezentat (fig. 6) concentrația la suprafața de corodare în funcție de rata de corodare, având ca parametri dozele și, la aceeași doză energiile de implantare.

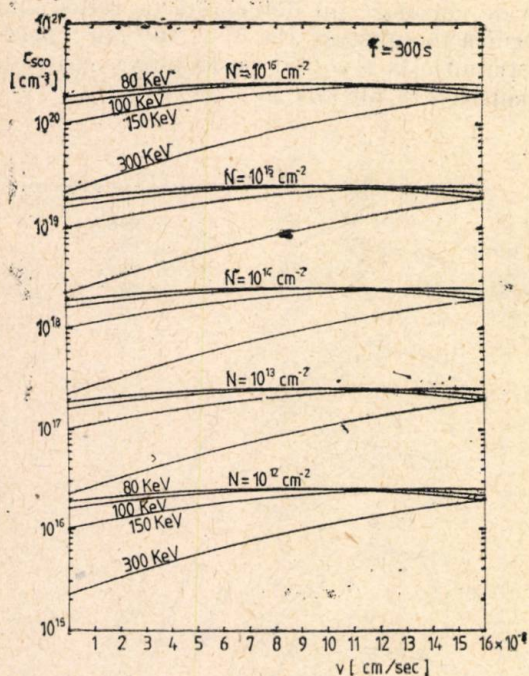


Fig. 6

După cum se observă, pentru orice valoare a dozei, la energii de implantare scăzute (< 100 KeV), C_{sco} variază slab cu creșterea ratei, explicabil prin situarea maximului concentrației în substrat imediat în apropierea suprafeței (înainte de corodare), ca și prin rata mică de corodare ($v_{max} = v_0 = 1,0123 \times 10^{-8}$ cm/s la 80 KeV). În cazul energiilor mai mari (> 150 KeV), C_{sco} crește semnificativ cu creșterea ratei de corodare, întrucât concentrația maximă în substrat este departe de suprafață (înainte de corodare), iar viteza de corodare este mare ($v_{max} = v_0 = 15,89 \times 10^{-8}$ cm/s la 300 KeV). Utilizarea în acest caz, a ratelor de corodare mari permite ca C_{sco} să-și atingă rapid nivelul maxim, astfel ca redistribuția în substrat să fie redusă în procesul preepitaxial.

În concluzie, la energii sub 100 KeV nu este necesar un control riguros asupra ratei de corodare (cît timp se respectă relația (15)) dar, pentru energii mari (> 150 KeV), se impune un control riguros al ratei, astfel încît aceasta să fie cît mai apropiată de rata de corodare optimă, în scopul obținerii C_{sco} corespunzător unei redistribuții puternice în stratul epitaxial.

2. Redistribuția secvențială

Forma (11) a soluției de redistribuție P.P.C., în care se consideră R'_p ca o adîncime medie de proiecție a implantării, redusă datorită procesului preepitaxial caracterizat prin L_1 , redistribuția fiind similară cu cea rezultată după o implantare cu parametrii R'_p și ΔR_p , permite scrierea soluției redistribuției în etapa de stabilizare (după corodare) sub forma:

$$C_2(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_2} \exp\left[-\frac{(x - R'_p)^2}{L_2^2}\right], \quad (16)$$

unde $L_2^2 = 2\Delta R_p^2 + 4D_1t_1 + 4D_2t_2$, iar D_2, t_2 sînt parametrii procesului de stabilizare.

Soluția redistribuției în etapa a 3-a (creștere epitaxială) se poate scrie, de asemenea sub forma:

$$C_3(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_3} \exp\left[-\frac{(x - R'_p)^2}{L_3^2}\right], \quad (17)$$

unde $L_3^2 = 2\Delta T_p^2 + 4D_1t_1 + 4D_2t_2 + 4D_3t_3$, iar D_3t_3 sînt parametrii procesului de creștere.

Forma redusă a soluției permite în continuare estimarea redistribuției în n etape de procesare, ulterioare creșterii epitaxiale, astfel:

$$C_n(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi}L_n} \exp\left[-\frac{(x - R'_p)^2}{L_n^2}\right], \quad (18)$$

unde $L_n^2 = 2\Delta R_p^2 + \sum_{i=1}^3 4D_i t_i + \sum_{k=1}^n 4D_k t_k$, iar D_k, t_k este setul de parametri ai proceselor termice ulterioare creșterii.

Acest mod de exprimare a redistribuției secvențiale permite evaluări legate de intersecția fronturilor de difuzie din sursă îngropată și de la suprafață, în urma tuturor etapelor de procesare impuse tehnologic, așa cum s-a prezentat în lucrarea anterioară [1].

3. Aplicații ale modelului redistribuției secvențiale

3.1. Adîncimea de difuzie în funcție de concentrația la suprafață în modelul fără corodare. Comparatie cu experimentul

Redistribuția secvențială în procesul preepitaxial fără corodare (P.P.S.) (caracterizat prin D_1, t_1), procesul de creștere ($D_2 = D_1, t_2$), procesul de oxidare termică (D_3, t_3) și procesul de izolare (D_4, t_4) se poate exprima conform modelului anterior [1], prin:

$$C(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi} \left(2\Delta R_p^2 + L_1^2 + \sum_{i=2}^4 L_i^2 \right)} \exp \cdot \left[-\frac{(x - R_p)^2}{2\Delta R_p^2 + L_1^2 + \sum_{i=2}^4 L_i^2} \right], \quad (19)$$

unde $L_i^2 = \sum_{i=2}^4 4 D_i t_i$,

Utilizînd notațiile :

$$L' = 2\Delta R_p' + L_1^2 \quad (20)$$

și

$$L'' = 2\Delta R_p^2 + \sum_{i=2}^4 L_i^2$$

relația (19) devine :

$$C(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi L''}} \exp \left[-\frac{(x - R_p)^2}{L''} \right]. \quad (21)$$

După redistribuția în P.P.S., concentrația la suprafață (C_{so}) va fi dată de expresia :

$$C_{so} = C(0, t_1) = \frac{2N}{\sqrt{\pi L'}} \exp \left(-\frac{R_p^2}{L'} \right). \quad (22)$$

Dacă în relația (21) se ține cont de relația (22), se obține redistribuția secvențială în funcție de C_{so} , sub forma :

$$C(x, t) = C_{so} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \exp \left[-\frac{L'(x - R_p)^2 - L'' R_p^2}{L' L''} \right], \quad (23)$$

din care, pentru $C(x, t) = C_B$ (concentrația în stratul epitaxial) și $C(x, t) = C_B'$ (concentrația substrat), adîncimea de difuzie a borului în stratul epitaxial (evaluată prin adîncimea x_{jet} a joncțiunii formate) se poate calcula, înlocuind x prin $(-x_{jet})$ în (23) și are expresia :

$$x_{jet} = -R_p + \sqrt{L'' \left(\frac{R_p^2}{L'} + \ln \frac{C_{so}}{C_B} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right)}. \quad (24)$$

Adîncimea de difuzie în substrat (x_{jSBST}), înlocuind x prin x_{jSBST} în (23), are expresia :

$$x_{jSBST} = R_p + \sqrt{L' \left(\frac{R_p^2}{L''} + \ln \frac{C_{so}}{C_B'} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right)}. \quad (25)$$

Considerînd cele patru secvențe experimentale [1], caracterizate prin : $T_1 = 1423$ K, $t_1 = 300$ s, $D_1 = 0,4976 \times 10^{-12}$ cm²/s, $L_1^2 = 0,59712 \times 10^{-9}$ cm² (proces preepitaxial), $T_2 = 1423$ K, $t_2 = 1500$ s, $D_2 = D_1$, $L_2^2 = 2,98552 \times$

$\times 10^{-9}$ cm² (creștere epitaxială), $T_3 = 1373$ K, $t_3 = 7800$ s, $D_3 = 0,1812 \times 10^{-12}$ cm²/s, $L_3^2 = 5,6344 \times 10^{-9}$ cm² (oxidare termică), $T_4 = 1473$ K, $t_4 = 12.000$ s, $D_4 = 1,2754 \times 10^{-12}$ cm²/s, $L_4 = 61,2192 \times 10^{-9}$ cm² (difuzie izolare), $C_B = C_B' = 10^{14}$ cm⁻³, $N = 10^{12}$ cm⁻², $R_p = 0,2366 \times 10^{-4}$ cm și $2\Delta R_p^2 = 0,311 \times 10^{-9}$ cm² (corespunzătoare $E = 80$ KeV), se obține : $L' = 0,90812 \times 10^{-9}$ cm² și $L'' = 70,766 \times 10^{-9}$ cm².

Ținînd cont de aceste date experimentale în expresiile (22), (24) și (25) se obțin, pentru C_{so} și adîncimile de difuzie în strat și substrat, valorile : $C_{so} = 2,02 \times 10^{16}$ cm⁻³, $x_{jet} = 4,91 \mu\text{m}$ și $x_{jSBST} = 5,386 \mu\text{m}$,

În experimentul realizat, în condițiile prezentate, dar în care s-a executat corodarea cu rata $v = 0,00133 \times 10^{-4}$ cm/s, s-a obținut $x_{jet} = 5,51 \mu\text{m}$.

Diferența între x_{jet} calculat conform relației (24) și x_{jet} experimental a fost pusă în seama efectelor corodării preepitaxiale asupra C_{so} (care va deveni C_{sco} la suprafața de corodare, diferită de C_{so}), respectiv a cantității de sursă rămasă în substrat după procesul preepitaxial executat cu $v \neq 0$.

3.2. C_{sco} , x_{jet} și x_{jSBST} în cazul P.P.C.

Pornind de la relația redistribuției secvențiale (18) și utilizînd notațiile (20), se obține :

$$C(x, t) = \frac{2N}{\sqrt{\pi L''}} \exp \left[-\frac{x - (R_p - vt_1)^2}{L''} \right]. \quad (26)$$

După cele patru redistribuții (caracterizate prin L_1 , L_2 , L_3 și L_4), care au loc după implan-tare (cu parametrii N, E) se obțin, pentru concentrația la suprafața de corodare (C_{sco}) adîncimile de difuzie în strat și substrat, cînd $C_B = C_B'$, expresiile :

$$C_{sco} = C(0, t_1) = \frac{2N}{\sqrt{\pi L'}} \exp \left[-\frac{(R_p - vt_1)^2}{L'} \right], \quad (27)$$

$$x_{jet} = -(R_p - vt_1) + \sqrt{\frac{L'}{L''} \left[(R_p - vt_1)^2 + L' \ln \frac{C_{sco}}{C_B} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right]}. \quad (28)$$

$$x_{jSBST} = (R_p - vt_1) + \sqrt{\frac{L'}{L''} \left[(R_p - vt_1)^2 + L' \ln \frac{C_{sco}}{C_B'} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right]}. \quad (29)$$

Pentru a compara modelul nou cu cel anterior [1] și cu experimentul se impune o discuție în raport cu valoarea ratei de corodare:

a) cind $v = 0$, ($\Delta x = 0$).

În acest caz se obțin pentru C_{SCO} , x_{jST} și x_{jSBST} expresiile găsite în modelul anterior [1], date de relațiile (22), (24) și (25) (paragraful 3.1).

b) cind $v = \frac{R_p - L_1^2}{t_1}$, ($\Delta x = vt_1 < R_p$).

Relațiile (27), (28) și (29) devin:

$$C_{SCO} = \frac{2N}{\sqrt{\pi L'}} \exp\left(-\frac{L_1^2/4}{L'}\right), \quad (30)$$

$$x_{jST} = -\frac{L_1}{2} + \sqrt{\frac{L''}{L'} \left(R_p^2 + L' \ln \frac{C_{SCO}}{C_B} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right)}. \quad (31)$$

$$x_{jSBST} = \frac{L_1}{2} + \sqrt{\frac{L''}{L'} \left(R_p^2 + L' \ln \frac{C_{SCO}}{C_B} \sqrt{\frac{L'}{L''}} \right)}. \quad (32)$$

Aceste expresii nu mai depind direct de rata de corodare, ci indirect prin C_{SCO} .

Introducând în aceste expresii datele experimentale, se obțin:

$C_{SCO} = 3,176 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $x_{jST} = 5,3552 \text{ } \mu\text{m}$ și $x_{jSBST} = 5,5996 \text{ } \mu\text{m}$.

Se observă că utilizând rata de corodare optimă (rel. 15) se obțin o concentrație la suprafață mai mare ca în modelul [1] ($3,176 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ față de $2,02 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$) și o adâncime de difuzie în stratul epitaxial mai mare ($5,3552 \text{ } \mu\text{m}$ față de $4,91 \text{ } \mu\text{m}$), datorată creșterii C_{SCO} . Valoarea mai mare pentru C_{SCO} se explică prin atingerea prin corodare și redistribuție a unei suprafețe de concentrație mai mare ca în cazul modelului care n-a ținut cont de corodare.

c) cind $v > \frac{R_p - L_1^2}{t_1}$, ($\Delta x = vt_1 > R_p$).

În acest caz pentru calculul C_{SCO} , x_{jST} și x_{jSBST} se utilizează relațiile (27), (28) și (29). Pentru aceleași date experimentale, dar luând rata $v = 0,00133 \times 10^{-4} \text{ cm/s}$, egală cu cea experimentală (aproape egală cu rata optimă de corodare pentru $E = 300 \text{ KeV}$, deci mult mai

mare ca cea optimă corespunzătoare energiei utilizate, $E = 80 \text{ KeV}$), se obțin: $C_{SCO} = 2,8 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $x_{jST} = 5,312 \text{ } \mu\text{m}$ și $x_{jSBST} = 4,987 \text{ } \mu\text{m}$.

Se observă că pentru x_{jST} se obține o valoare ($5,312 \text{ } \mu\text{m}$) mai mare ca în cazul aplicării modelului cu P.P.S. ($4,91 \text{ } \mu\text{m}$ conform relației 24), și foarte apropiată de valoarea x_{jST} experimentală ($5,51 \text{ } \mu\text{m}$), ceea ce justifică efortul de elaborare a modelului cu P.P.C.

Comparind valorile C_{SCO} și x_{jST} în cele trei cazuri analizate se observă o dependență semnificativă a acestora de condițiile de corodare (L_1, v). Se identifică și dependența x_{jST} de C_{SCO} .

Astfel cu cât C_{SCO} este mai mare (valoarea cea

mai mare cind $v = \frac{R_p - L_1^2}{t_1}$), cu atât adîncimea cu difuzie în stratul epitaxial este mai

mare, ceea ce este favorabil difuziei de izolare și impune expresia (15) a ratei de corodare ca o expresie optimă.

Din rezultatele obținute se mai evidențiază faptul că în cazul b ($v = v_0$), x_{jST} și C_{SCO} nu depind de energie decît în foarte mică măsură.

4. Concluzii

Pornind de la neconcordanța între adîncimea de difuzie în stratul epitaxial, calculată conform modelului [1], care nu ține cont de corodarea preepitaxială și adîncimea de difuzie obținută experimental, se propune și se analizează un model de redistribuție a sursei îngropate prin implantare, în care se ține cont de corodarea preepitaxială (impusă tehnologic). Se propune în acest scop și o relație prin care se optimizează rata de corodare în raport cu condițiile de implantare și cele de redistribuție preepitaxială. Utilizînd date experimentale concrete, se aplică noul model pentru calculul concentrației la suprafața de corodare și a adîncimilor de difuzie în stratul epitaxial și substrat, rezultînd o mai bună apropiere a valorilor calculate de cele experimentale, în raport cu modelul anterior. Aceasta justifică elaborarea modelului asistat de corodare preepitaxială și importanța practică a acestuia pentru compatibilizarea condițiilor de implantare cu cele de corodare preepitaxială, la aplicarea tehnicii de difuzie din surse îngropate și de la suprafață pentru difuzia zidurilor de izolare în structura de circuit integrat.

Tehnica și modelul propuse pot fi utilizate cu rezultate bune și în difuziile de subcolector sau puț colector în tehnologia circuitelor integrate.

Bibliografie

- [1] Postolache, C., „Contribuții în tehnologia dispozitivelor semiconductoare”, Teză de doctorat, Institutul Politehnic București (1988).
- [2] Postolache, C., Găiseanu, F., Popescu, C., „Procedeu de izolare a componentelor din structura de circuit integral monolitic”, Brevet RSR 96.889 (1988).
- [3] Postolache, C., Găiseanu, F., Serghi, D., „Procedeu de realizare a structurii tranzistorului cu efect de câmp cu joncțiune”, Brevet RSR 96.766, (1988).
- [4] Postolache, C., Găiseanu, F., „Procedeu de integrare monolitică a tranzistoarelor cu efect de câmp cu joncțiune”, Brevet RSR 96.767, (1988).
- [5] Ricco, P. R., Goldstein, I. J., McCallum, G. J., J. Electrochem. Soc., vol. 124, p. 276 (1977).
- [6] Antoniadis, A. D., Gonzales, G. A., Dutton, W. R., J. Electrochem. Soc., vol. 125, p. 313 (1978).
- [7] Găiseanu, F., Bădilă, M., Proc. of Microel. Conf. sept 4-6, p. 63 (1984).

CZ 539.1 : 536.3

STRUCTURA 1D ȘI 2D
ADÂNCIME DE FOCALIZARE
RADIATIE TANGENȚIALĂ

Metoda de caracterizare litografică a fotorepetoarelor utilizând un proces cu rezist reversibil

MIRCEA DUȘA, DAN NICOLAU* — BUCUREȘTI

Introducere

Prin caracterizarea litografică a fotorepetoarelor se caută răspunsul tehnologic la întrebări legate de performanțele specificate în foaia de catalog a acestor instalații complexe de aliniere-expunere, și anume:

— care este dimensiunea, forma și polaritatea structurii geometrice minime ce poate fi reprodusă de sistemul optic al fotorepetorului, și ce legătură este între această structură și rezoluția specificată a instalației de fotorepetare;

— cum se reproduce această structură minimă, pe întreg câmpul optic în condiții de variație a energiei de expunere și a defocalizării;

— care este procesul litografic ce evidențiază atât limitele sistemului optic al fotorepetorului cât și extinderea performanțelor sale în domeniul submicronic.

Metoda propusă, utilizează un proces litografic cu rezist pozitiv „dopat” cu un component bazic, care permite reversarea (schimbarea polarității) rezistului pozitiv, în timpul procesării. Folosirea procesului cu rezist reversibil a permis îmbunătățirea funcției de transfer a rezistului, ca și obținerea unei valori de 0,4—0,5 pentru factorul K_1 (din criteriul Rayleigh pentru rezoluția sistemului optic în cazul iluminării incoerente a două puncte izolate: $R = K_1 \lambda / N.A.$). Metoda s-a verificat pe două fotorepetoare Carl Zeiss Jena, având sistemele optice cu 0,32 N.A./10× și 0,35 N.A./5×,

cu iluminare în linia G a spectrului, pentru care s-a dovedit îmbunătățirea rezoluției pentru structuri 1D izolate până la 0,5 μm ; 1D grupate la 0,6 μm ; 2D izolate și grupate la 0,8 μm . Metoda a evidențiat totodată diferențele dintre adâncimile de focalizare radiale-tangențiale ale celor două fotorepetoare, la linia de 1 μm , ceea ce indică utilitatea metodei pentru împerecherea instalațiilor în timpul derulării fluxului tehnologic de fabricație a componentelor.

„Orice evaluare a sistemului optic al unui fotorepetor, trebuie să ia în considerare în primul rând că nu există o metodă standard de specificare a rezoluției” [1]. Această afirmație este cu atât mai adevărată cu cât în specificarea principalilor parametri ai instalațiilor de expunere prin proiecție de tip fotorepetor, și anume: Rezoluția, $R = K_1 \lambda / N.A.$; Adâncime de focalizare, $DOF = K_2 \lambda / N.A.^2$; Câmpul maxim practică, intervine rezistul cu rol de receptor al frecvențelor spațiale transmise de sistemul optic. Considerând sistemul optic și rezistul ca două subsisteme dinamice corelate direct, s-a urmărit ca prin proces cu rezist reversibil să se extindă domeniul de utilizare al fotorepetoarelor Carl Zeiss, la valori mai mici decât 1 μm garantat de fabricant.

1. Comportarea litografică a rezistului pozitiv reversibil

Se cunosc mai multe metode de generare a unor imagini cu polaritate negativă în rezistii pozitivi [2—8]. Etapele procesului reversibil cu rezist pozitiv „dopat”, așa cum a fost utilizat în metoda propusă sînt:

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

1. *prepararea rezistului*: rezist pozitiv standard + component bazic, avînd concentrația variabilă, după aplicația urmărită, astfel: 0,125–1% pentru creșterea rezoluției: 1–2% pentru reducerea efectelor de reflectivitate: 2–4% pentru îmbunătățirea semnalului de aliniere al fotorepetorului;

2. *acoperirea substratului*: grosimea rezistului pentru creșterea rezoluției, depus pe substrat reflectiv puternic ($> 40\%$) ca și pe substrat puțin reflectiv ($< 4\%$), de 0,5–0,6 μm ;

3. *tratament termic*: similar cu cel din procesul standard;

4. *expunerea I-a*: cu energie cca jumătate din energia cerută de expunerile cu rezist pozitiv standard;

5. *tratament termic de reversare a imaginii*: $100^\circ\text{C}/30'$;

6. *expunerea a II-a*: cu energie cca 3–5 ori mai mare decît energia standard a rezistului pozitiv;

7. *develoare*: prin imersie în soluție cu normalitate controlată.

Comportarea globală a rezistului dopat în scopul reversării, comparativ cu rezistul standard pozitiv, sub forma spectrelor de transmisie, funcție de doza de energie de expunere și de lungimea de undă a luminii de expunere, se prezintă în figurile 1 și 2. O explicație a comportării rezistului dopat, din punct de vedere al reacțiilor chimice ce au loc în timpul expunerii și a tratamentului termic [9], consideră că în rezistul dopat se formează compuși cu efectele:

- de „consumare” a compusului fotoactiv din rezist de către agentul de dopare;
- de formare a unui agent antireflex la linia G a spectrului;

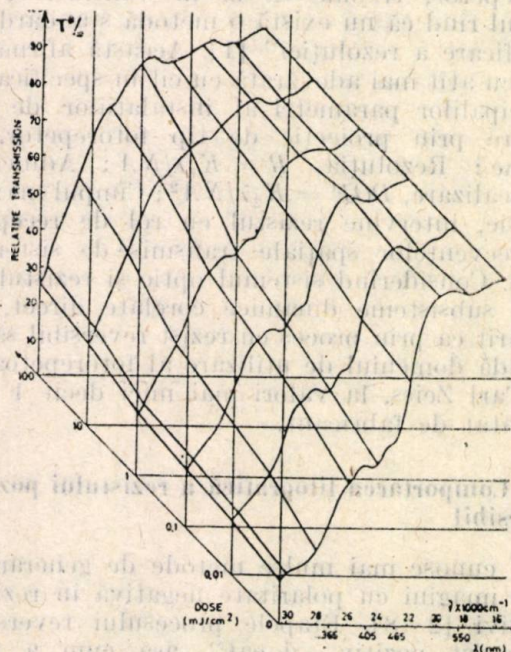


Fig. 1. Spectrul rezistului pozitiv.

— de formare a unui colorant cu absorbție mărită la 550 nm.

O comparație dintre rezistii standard cu agent antireflex adăugat și rezistul preparat pentru reversare, sub forma coeficienților de absorbție A , B și a absorbției la 550 nm, se

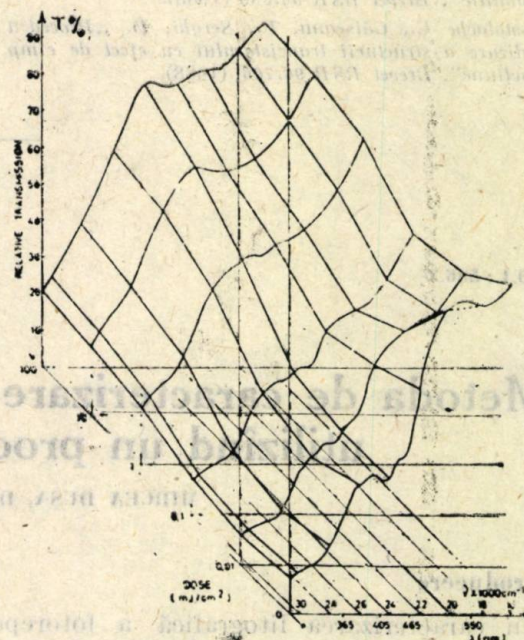


Fig. 2. Spectrul rezistului reversibil.

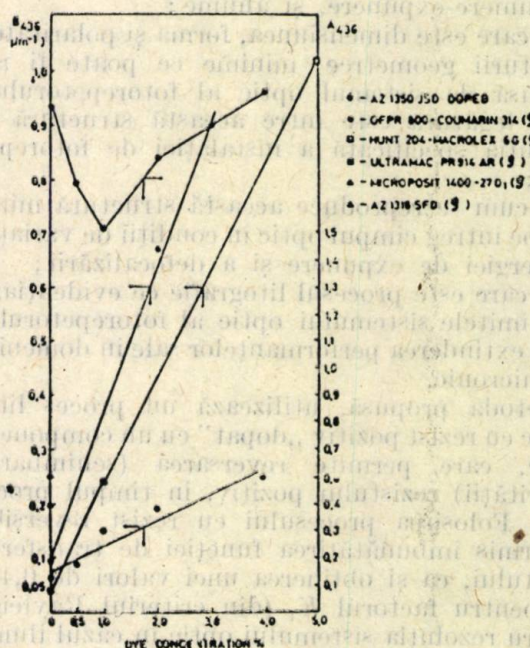


Fig. 3. Coeficienții de absorbție A , B la rezistul reversibil.

prezintă în figurile 3; 4, în care se observă comportarea deosebită a rezistului dopat, comportare utilizabilă litografic în îmbunătățirea semnalului de aliniere al fotorepetorului.

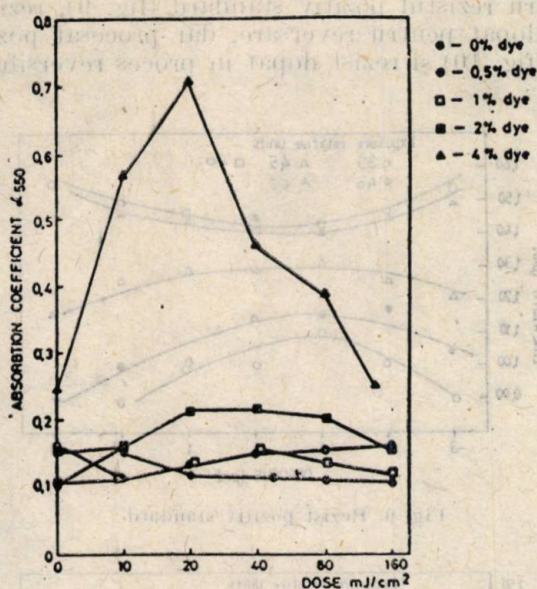


Fig. 4 Absorbția rezistului reversibil la 550 nm.

2. Procedura de caracterizare a fotorepetoarelor

Experimentările s-au executat în paralel pe cele două fotorepetoare având 0,32 NA/10X; 0,35 NA/5X, expunere la 436 nm, utilizând un reticul special de test. Reticulul de test conține structuri 1D și 2D, izolate și grupate, de dimensiuni 0,5 μm –3 μm , dispuse radial și tangențial, și având polarități complementare. Cîmpurile cu structuri sînt dispuse uniform pe întreg cîmpul optic de 10 $\times$ 10 mm, în 17 poziții. Pentru controlul rapid și exact al defocalizării, fiecare din cele 17 poziții conține și o structură tipică în rețea radială cu linie minimă de 0,6 μm . Expunerile s-au făcut pe plachete de sticlă cromate cu reflectivitate ridicată, ca și pe plăci cu crom cu strat antireflex. Expunerile s-au făcut pe o matrice expunere focalizare, cu 10 trepte la expunerea I și 10 trepte la expunerea a II-a, simultan cu defocalizare în domeniul $\pm 3 \mu\text{m}$.

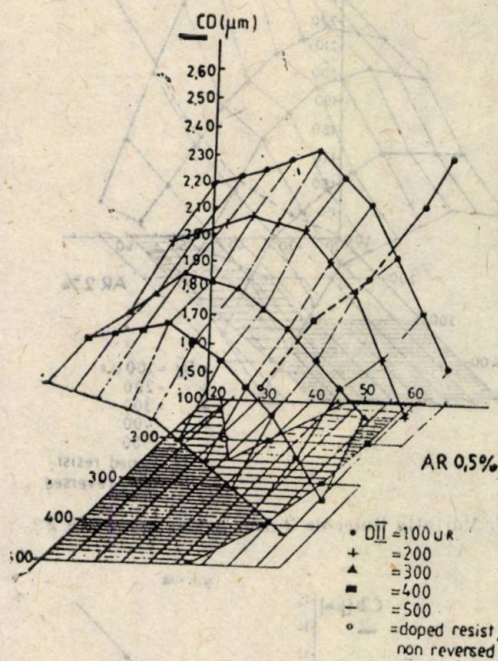
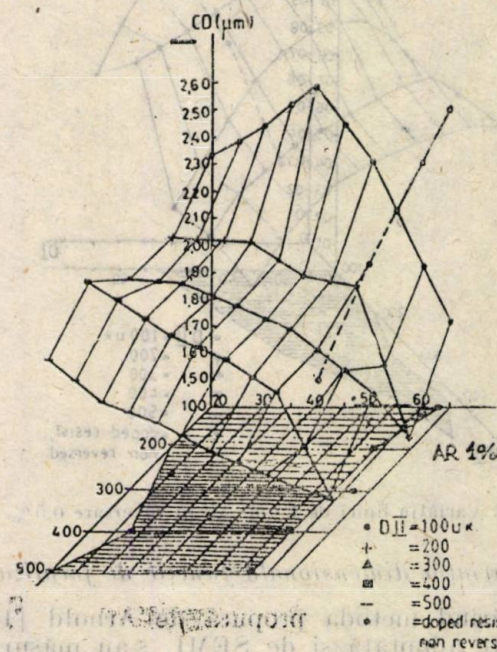
3. Analiza metodei de caracterizare

a. Variația dimensională, funcție de variația energiei de expunere

Optimizarea energiilor de expunere, pentru treptele I și a II s-a făcut prin măsurarea unor geometrii de 2 μm , de tip linie izolată (1D), la focus optim, pentru concentrații ale agentului de reversare de 0,5–1–2%, (fig. 5, 6, 7). Poziția de „focus optim”, s-a considerat cînd structura radială de testare a focalizării s-a deschis uniform, pînă la linie de 0,8 μm , în urma dezvoltării. Suprafețele desenate în figurile 5, 6, 7, indică o latitudine de proces superioară în procesul cu rezist reversibil, compara-

tiv cu procesul pozitiv standard (linia îngroșată orizontală), ca și comparativ cu procesul pozitiv realizat în rezistul dopat (linia oblică în planul CD/DI). Din curbele ridicate, se vede că pentru variația dimensională de $\pm 10\%$, concentrațiile mici de agent de reversare realizează latitudine de expunere mai bună decît în cazul concentrațiilor ridicate (4%).

Verificarea concluziilor obținute la structurile de 2 μm , s-a efectuat pentru o geometrie simi-

Fig. 5. Variația liniei de 2 μm . Agent reversare 0,5%.Fig. 6. Variația liniei de 2 μm . Agent reversare 1%.

lară de 1 μm (fig. 8), unde optimul dimensional se situează la $D1 = 35 - 40$ unități relative (cca jumătate din energia normală cerută de rezistul pozitiv standard) și $D11 = 200 - 300$ u.r. (cca $5 \times$ energia rezistului pozitiv standard).

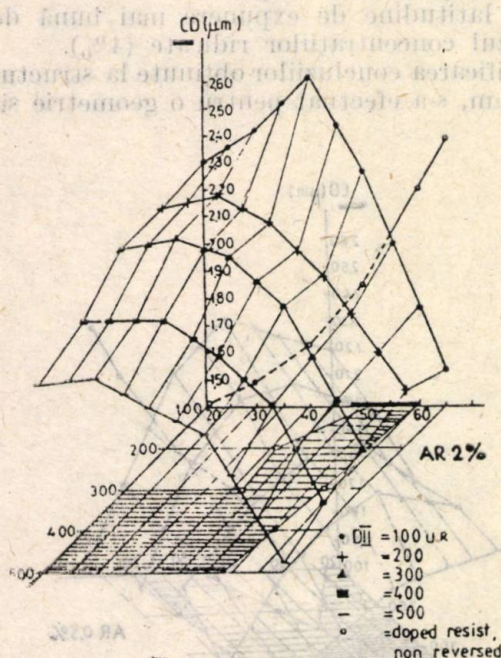


Fig. 7. Variația liniei de 2 μm . Agent reversare 2%.

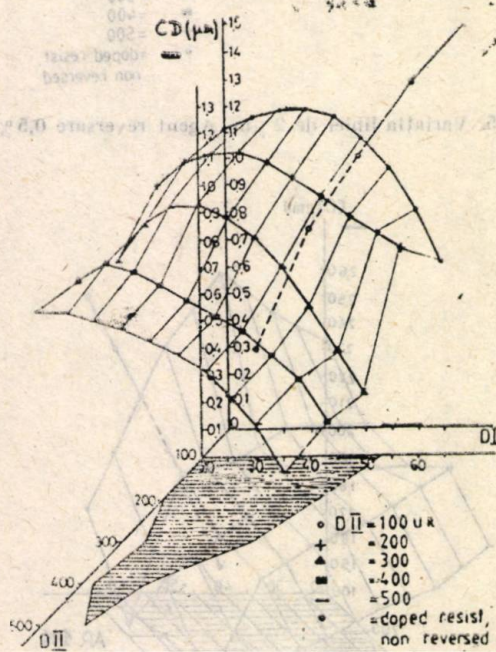


Fig. 8. Variația liniei de 1 μm . Agent reversare 0,5%.

b. Variația dimensională funcție de focalizare

Urmărind metoda propusă de Arnold [10] care este adoptată și de SEMI, s-au măsurat rețele cu pas de 2 μm (linie = spațiu, de 1 μm)

pentru rezistul pozitiv standard (fig. 9), rezistul dopat pentru reversare, dar procesat pozitiv (fig. 10) și rezist dopat în proces reversibil,

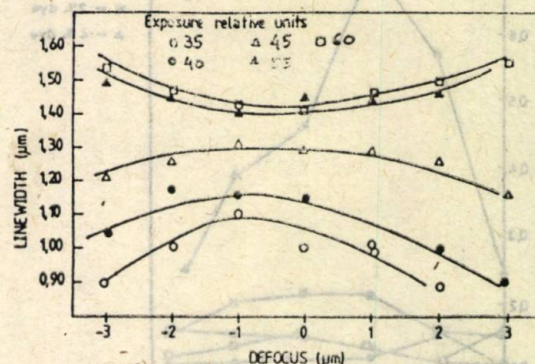


Fig. 9. Rezist pozitiv standard.

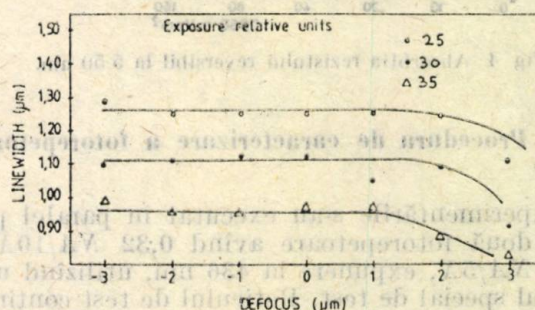


Fig. 10. Rezist dopat 1% proces pozitiv.

acesta din urmă pentru concentrații de 0,5 și 1%. Curbele (fig. 11, 12, 13, 14, 15) arată că în procesul cu rezist reversibil, răspunsul foto-repetorului la defocalizare nu produce variații dimensionale mai mari de $\pm 10\%$ pentru un

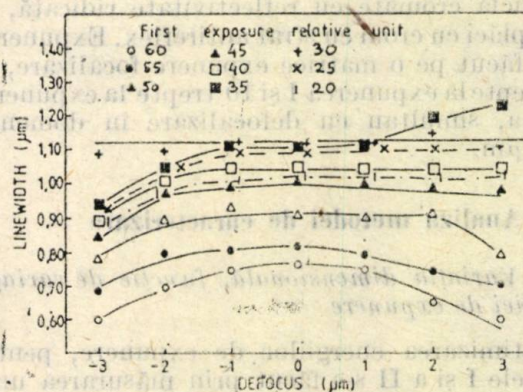


Fig. 11. Rezist dopat 0,5%, Proces reversibil $D11 = 4$.

domeniu de $\pm 1,5 - 2 \mu\text{m}$, față de maxim $\pm 1 \mu\text{m}$ în proces pozitiv standard. Pentru procesul reversibil, curbele de variație dimensională, prezintă un efect interesant, de „reciprocitate”, similar cu efectul cunoscut din teoria procesului fotografic cu emulsie pe bază de halogenură

de Ag [11]. Curbele indică o mai mare sensibilitate a variației dimensionale cu doza I (DI) precum și preferință către doze II (DII) mari, pentru extinderea domeniului admis de defocalizare.

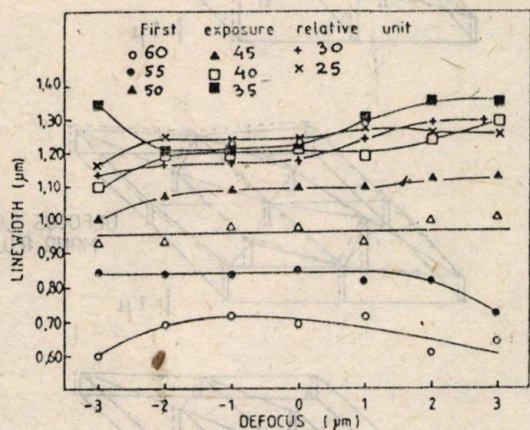


Fig. 12. Rezist dopat 1%. Proces reversibil DII = 4.

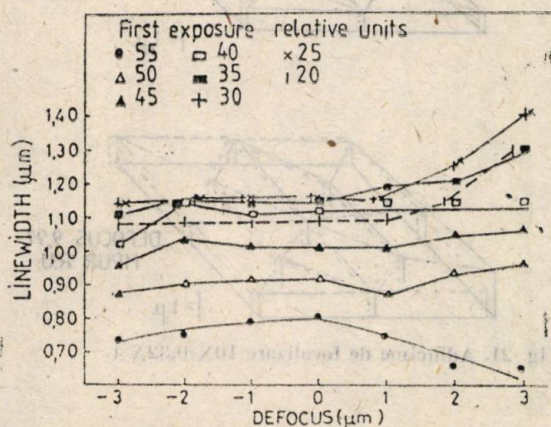


Fig. 13. Rezist dopat 0,5%. Proces reversibil. DII = 2.

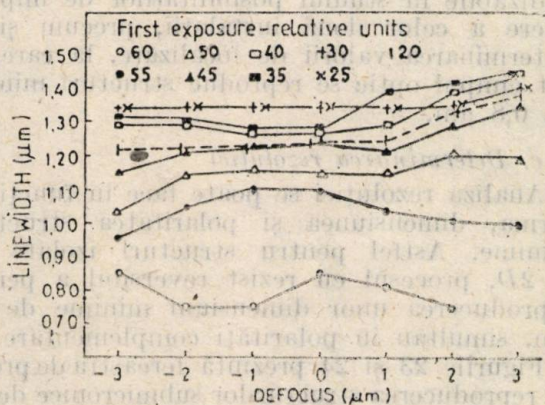


Fig. 14. Rezist dopat 1%. Proces reversibil. DII = 2.

c. Diagramele E—D (expunere-defocalizare)

Caracterizarea litografică a fotorepetoarelor, cuprinde și ridicarea diagramelor „E—D”, sau ceea ce se consideră „fereastra” de proces

litografic. Aceste curbe, figurile 16, 17, 18, s-au ridicat pentru structuri 1D de 1 μm, în proces cu rezist reversibil, pentru concentrații de 0,5—1% ale agentului bazic. Creșterea „fereștei” de proces are loc cu reducerea concentrației de agent bazic și cu creșterea dozei DII (fig. 18).

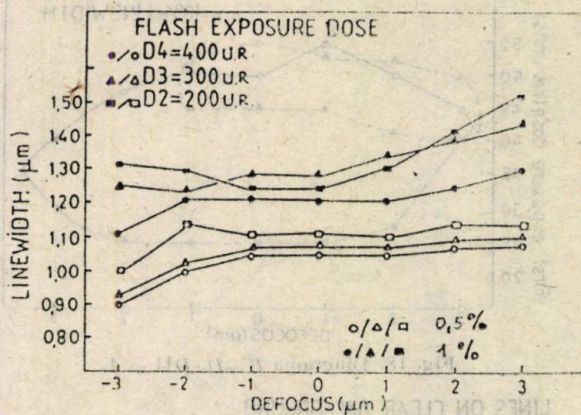


Fig. 15. Rezist dopat. Proces reversibil. DI = 40.

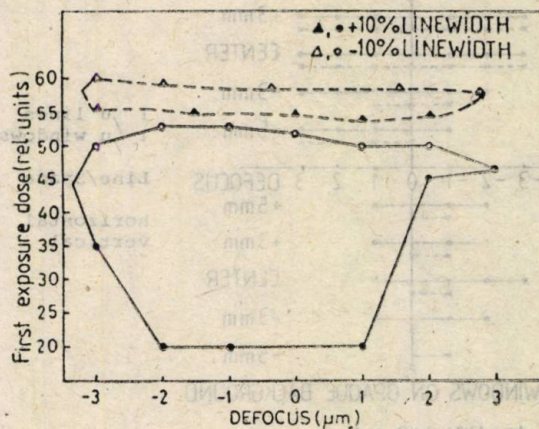


Fig. 16. Diagrama E—D. DII = 2.

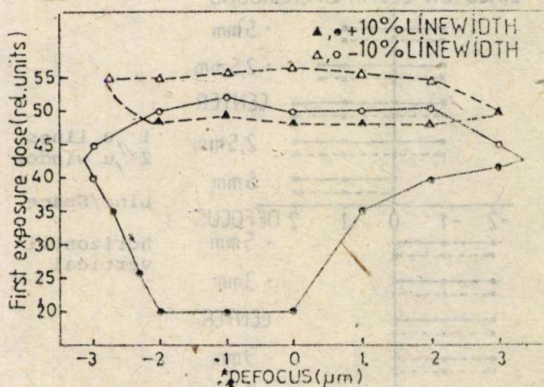


Fig. 17. Diagrama E—D. DII = 3.

d. Determinarea adîncimii reale de focalizare

Adîncimea de focalizare reală, pentru structuri tangențiale și radiale repartizate pe întreg câmpul optic al celor două fotorepetoare testate, s-a determinat prin măsurarea geometriilor

1D de tip linie, de $1\ \mu\text{m}$ și de tip fereastră, tot de $1\ \mu\text{m}$. Rezultatele, figurile 19 și 20, indică o „preferință” a sistemelor optice în a reproduce structuri 1D „linii”, față de structuri 1D „ferestre”. S-a pus în evidență în figurile 19 și 20, astigmatismul mai pronunțat la repetorul

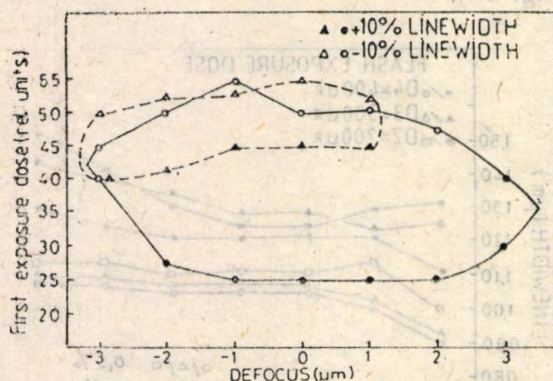


Fig. 18. Diagrama E-D. DII = 4.

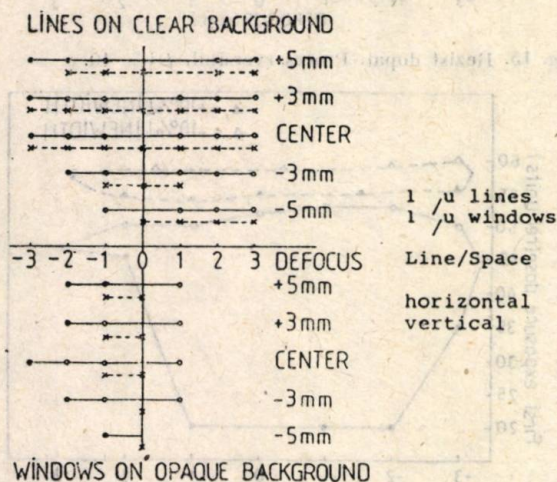


Fig. 19. 10X/0,32 NA.

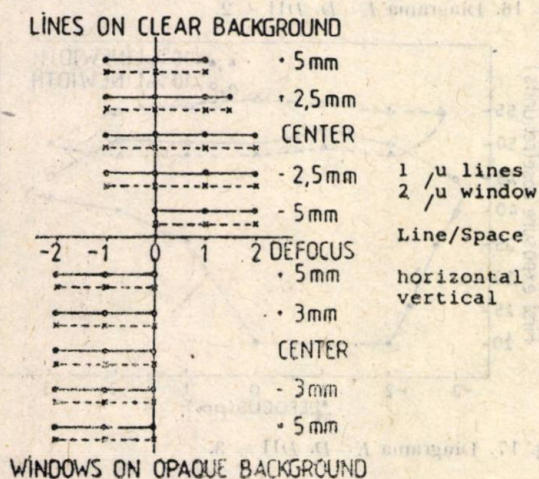


Fig. 20. 5X/0,35 NA.

10X, pentru ferestrele de $1\ \mu\text{m}$. În figurile 21 și 22 se prezintă comportarea cimpurilor optice pe $10 \times 10\ \text{nm}$ ale celor două fotorepetoare,

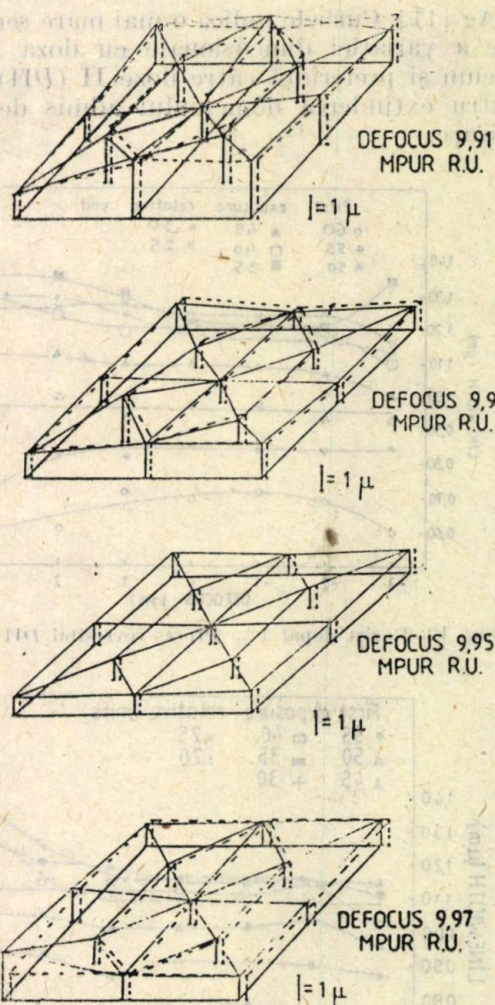


Fig. 21. Adâncime de focalizare 10X/0,32 NA.

în a reproduce linii minime, așezate radial și tangențial, funcție de defocalizări. Graficele sînt utilizabile în studiul posibilităților de împerechere a celor două instalații, precum și în determinarea valorii de focalizare, la care, în tot cîmpul optic se reproduce structuri minime de $0,8\ \mu\text{m}$.

e. Determinarea rezoluției

Analiza rezoluției se poate face în funcție de forma, dimensiunea și polaritatea structurilor minime. Astfel pentru structuri izolate 1D și 2D, procesul cu rezist reversibil a permis reproducerea unor dimensiuni minime de $0,5\ \mu\text{m}$, simultan în polarități complementare.

Figurile 23 și 24 prezintă fereastra de proces în reproducerea structurilor submicronice de $0,5$ și $0,6\ \mu\text{m}$, funcție de dozele DI/DII și la $\pm 1\ \mu\text{m}$ defocalizare.

Pentru alt tip de structuri, rezoluția obținută este diferită. La structuri 1D grupate în rețea, dimensiunea minimă este $0,6\ \mu\text{m}$, iar la structuri 2D grupate, dimensiunea minimă este de $0,8\ \mu\text{m}$. Bazat pe aceste rezultate, se obișn

pentru factorul K_1 , valori între 0,4 și 0,8, funcție de tipul și polaritatea structurii, valori în concordanță cu cele din literatură [1].

-f. Determinarea uniformității iluminării în câmpul optic

Un efect interesant observat în cadrul metodei de caracterizare propuse, a fost schimbarea

culorii rezistului reversat și dezvoltat, funcție de energia de expunere. Schimbarea culorilor, datorată modificării indicelui de refracție al rezistului în urma modificării concentrației de PAC, este sensibilă chiar și la variațiile de defocalizare dintr-un câmp, și pot fi ușor corelate cu neuniformități de iluminare la marginile

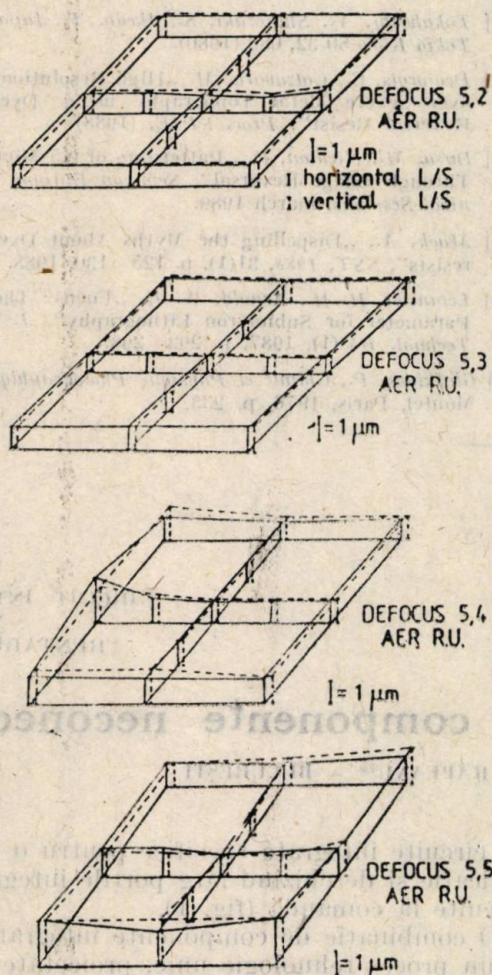


Fig. 22. Adâncime de focalizare 5X/0,35NA.
Linie întreruptă = linie/spațiu tangențiale.
Linie continuă = linie/spațiu radiale

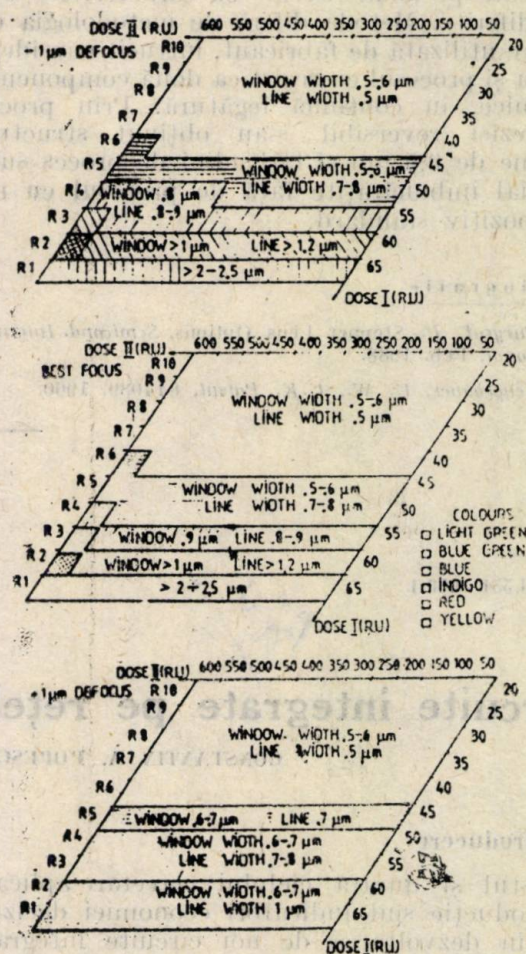


Fig. 23. Latitudinea de proces la structuri 1D izolate.

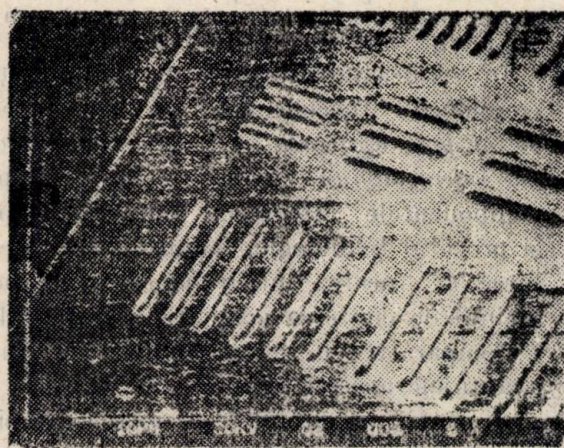
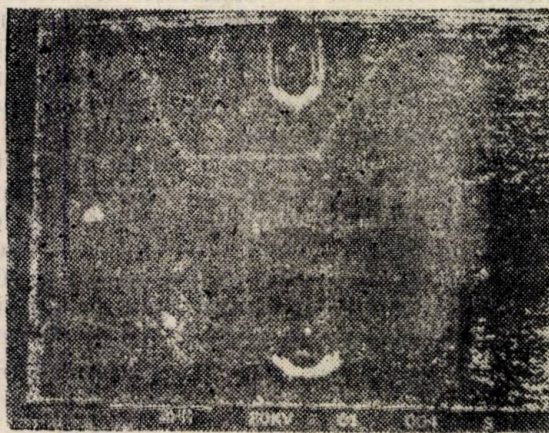


Fig. 24/25. Structuri de 0,5 μm în rezist.



cimpului de 10×10 mm, de pină la 10% adică valori mult peste 5% specificat în foaia de catalog a instalației.

4. Concluzii

O metodă practică de caracterizare a performanțelor litografice a fotorepotoarelor, a fost încercată pe două sisteme cu caracteristici optice diferite. Metoda diferă de metodologia de testare utilizată de fabricant, întrucât consideră optica și procesul cu rezist ca două componente dinamice, în continuă legătură. Prin proces cu rezist reversibil s-au obținut structuri minime de $0,5 \mu\text{m}$ și latitudini de proces substanțial îmbunătățite față de procesul cu rezist pozitiv standard.

Bibliografie

- [1] Burgraf, P., Stepper Lens Options, *Semicond. International*, Feb. 1988.
- [2] Neugebauer, U. W., U.K. Patent, 844039, 1960.

- [3] * * * U.S. Patent, 4007, 047, CA 87, 14273.
- [4] Coopmans, F., Roland, B. — DESIRE — A New Route to Submicron Optical Lithography, *Solid State Technology*, vol. 30, nr. 6, p. 93.
- [5] Alling, E., Stauffer, C. „Image Reversal of Positive Resists a New Tool For Advancing Circuit Fabrication” *Proc. SPIE* 539 (1985).
- [6] Moritz, H., Paul, I. U.S. Patent 4 104 070, (1978).
- [7] Takahashi, Y., Shinozaki, S., Ikeda, T., Japan Kokay Tokio Koho 80 32, 088 (1980).
- [8] Degiorgis, G., Calzavara, M. „High Resolution Imaging over Severe Metal Topography using Dyed Image Reversal Resist”, *Proc. SPIE*, (1988).
- [9] Duşa, M., Nicolau, D. „Patterning of 0,5 Micron Lines Through Image Reversal”, *Semicon Europa '89 Technical Sessions*, march 1989.
- [10] Mack, A., „Dispelling the Myths About Dyed Photoresists”, *SST*, 1988, 31(1), p. 125—130, 1988.
- [11] Levinson, H. H., Arnold, W. H. „Focus: The Critical Parameter for Submicron Lithography”, *J. Vac. Sci. Technol. B5* (1), 1987, p. 293—298.
- [12] Glafkides, P., *Chimie et Physique Photographiques*, Pau Montel, Paris, 1976, p. 235.

CZ 538.551 : 659.1

CIRCUIT INTEGRAT
MASTER
RENTABILITATE

Circuite integrate pe rețele de componente neconectate

CONSTANTIN A. POPESCU* RADU RÂPEANU** — BUCUREȘTI

Introducere

Costul și durata ciclului cercetare-aplicare în producție sint indicatori economici decizionali în dezvoltarea de noi circuite integrate monolitice. În tehnica proiectării complete, unde detalierea atinge nivelul componentelor electronice elementare, valorile mari ale acestor indicatori restrâng aria de rentabilitate numai la circuite solicitate în cantități de ordinul milioanei de bucăți. Ca urmare, producătorii s-au orientat pe direcția dezvoltării de circuite standard, de mare versatilitate în aplicații: seriile TTL, CMOS, ECL, amplificatoare operaționale, stabilizatoare etc.

Pe măsură ce industria de circuite integrate s-a maturizat, s-au elaborat mai multe tehnici de integrare capabile să reducă drastic cei doi indicatori incriminați. Bazate pe tipizarea unor etape din procesul de proiectare și/sau fabricație, aceste tehnici rentabilizează producția de seria mică și mijlocie, permițând dezvoltarea

de circuite integrate specifice pentru o singură aplicație și deschizând larg porțile integrării de circuite la comandă (fig. 1).

O combinație de componente integrate printr-un proces tehnologic unic, proiectate și amplasate pe cip într-o manieră care să faciliteze interconectarea lor într-o multitudine de variante, poartă numele de rețea de componente neconectate [1]. Un cip care conține o rețea de componente neconectate este cunoscut sub denumirea de master.

În tehnica integrării de circuite pe rețele de componente neconectate un nou circuit se obține prin aplicarea pe un master a unui plan de interconexiuni adecvat. Astfel, se tipizează componentele integrate, amplasarea pe cip și procesul tehnologic, permițându-se preprocesarea și stocarea într-o bancă a plachetelor, înainte de emiterea comenzii utilizatorului.

Comparativ cu tehnica proiectării complete avantajele acestei tehnici sint :

— pentru un circuit se proiectează o singură mască în loc de 7—9 măști;

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa

— costul dezvoltării se reduce cu 50–70% ;
— durata necesară livrării prototipului scade de la 1–2 ani la câteva săptămâni.

Deoarece nu se pot interconecta toate componentele existente pe master, prețul circuitelor rezultate este sensibil mai mare decât al circuitelor standard. Procentul de componente interconectate pe un master pentru integrarea unui circuit definește *gradul de umplere*. Pentru a reduce costul cipurilor se urmărește maximizarea gradului de umplere. În acest sens, pentru a se veni în întâmpinarea diversității de complexitate a schemelor solicitate spre integrare de utilizatori, se oferă mai multe mastere de dimensiuni și compoziție diferite, realizate prin același proces tehnologic.

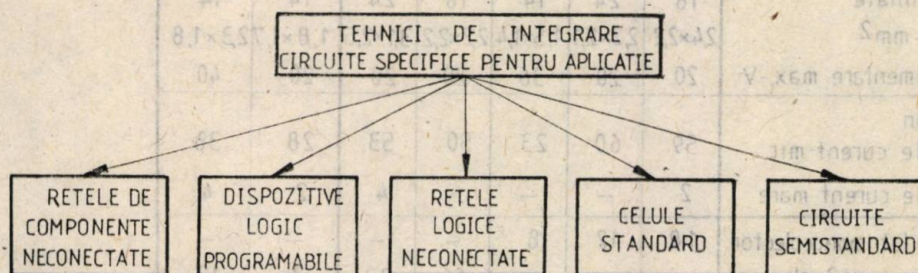


Fig. 1. Tehnici de integrare la comandă

Tabelul 1 Variante de colaborare în dezvoltarea de CI la comandă

Faze de dezvoltare	Variante colaborare			
	1	2	3	4
Elaborare temă de proiectare	U	U	U	U
Elaborare proiect schemă electrică	U	U	U	P
Verificare proiect schemă electrică	U	U	P	P
Elaborare proiect plan interconexiuni	U	P	P	P
Verificare plan interconexiuni	P	P	P	P
Execuție prototip	P	P	P	P
Validare prototip	U	U	U	U
Omologare + fabricație	P	P	P	P

U — execută utilizatorul

P — execută producătorul

La începutul deceniului opt, firma Interdesign (Ferranti) a lansat primul sistem de rețele de componente neconectate, compus din 3 mastere, integrate printr-un proces bipolar cu diode Schottky de 20 V [2]. Succesul obținut a determinat extinderea sistemului (12 mastere în anul 1986) și la preluarea sa parțială de alte firme: Exar, Sintra, Toshiba etc. [3]. Macroarhitectura și compoziția masterelor s-a orientat pe direcția aplicațiilor analogice de mică și medie putere, alimentate la tensiuni sub 40V.

Alte firme au dezvoltat sisteme de mastere orientate pentru:

— aplicații analogice de putere mare P 40 A, B, C — MCE Semiconductor Inc. — conțin 4–8 tranzistoare npn de 4,5 A fiecare);

— aplicații de tensiune mare (ULN-2350 2351 — Sprague Electric Co. — permit integrarea de circuite capabile să funcționeze până la 80 V și protecții rezistente la 500 V, XR-100 — Exar Integrated Systems Inc.);

— aplicații analog-digitale, prin combinarea pe același master a unei rețele de componente neconectate cu o rețea de celule logice neconectate (XR-400 — Exar Integrated Systems Inc., CSL 1400 — Cherry Semiconductor Corp. — ambele integrate în tehnologie analog I^2L , TMG

2502 — Telmos Inc. în tehnologie CMOS cu tranzistoare D-MOS de 200 V și izolație cu dielectric);

— aplicații optoelectronice, prin introducerea pe master a unei fotodiode (3500 — Cherry Semiconductor Corp.) [4], [5], [6].

Deși tehnologiile de integrare utilizate sînt preponderent de tip bipolar, se remarcă existența unor mastere integrate în teh-

nologii Bi-FET, Bipolar-MOS cu canal p, CMOS, ceea ce extinde domeniul de aplicație al acestei tehnici.

1. Mutații în relația producător-utilizator

Schimbarea direcției de dezvoltare de la versatil la specific a fost urmarea firească a modificărilor survenite în relația producător-utilizator de circuite integrate prin aplicarea noilor tehnici. Spre deosebire de cazul clasic al circuitelor standard, grație elementelor de

tipizare descrise, utilizatorul poate participa în mare măsură la dezvoltarea circuitului dorit. Posibilitățile sale de colaborare cu producătorul sistemului de măstere se ilustrează prin cele 4 variante prezentate în tabelul 1 unde se precizează responsabilitățile în execuție ale celor doi parteneri. Utilizatorul are posibilitatea să preia pe cont propriu elaborarea proiectului schemei electrice, verificarea acestuia prin simulări și elaborarea proiectului planului de interconexiuni.

odată, sfera proiectanților de circuite integrate, se lărgeste deoarece în tehnica rețelilor de componente neconectate cunoștințele obișnuite de electronică sint suficiente.

În scopul asigurării succesului de la primul lot de circuite producătorul efectuează verificarea planului de interconexiuni (respectarea regulilor de proiectare, conformitatea cu schema electrică).

Execuția măștii de interconexiuni, aplicarea ei pe plachete semiprocinate stocate în bancă,

Tabelul.2 Rețele de componente neconectate pe platforma Baneasa

CARACTERISTICI	MASTERE MONOCIP					MASTERE UNICIP	
	RA	RB	RC	RD	RF	BU1000	BU2000
Număr de componente	260	300	111	209	474	139	168
Număr de terminale	16	24	14	16	24	14	14
Dimensiuni cip-mm ²	24×22	22×21	1,5×1,4	22×2,2	31×2,5	1,8×1,7	2,3×1,8
Tensiuni de alimentare max.-V	20	20	36	20	20	20	40
Tranzistoare npn							
-de curent mic	59	60	23	50	53	28	38
-de curent mare	2	—	—	—	4	2	4
Tranzistoare pnp lat. monocolector	18	12	8	—	—	—	—
-cu 2 colectori	—	—	—	16	32	7	12
-cu 8 colectori	—	—	—	—	—	—	1
Tranzistoare pnp verticale	—	—	—	—	—	3	6
Tranzistoare P-MOS	—	—	—	—	10	—	—
Tranzistoare J-FET (poartă la substrat)	—	—	—	2	—	—	1
Diode Schottky	15	16	6	—	—	—	—
Diode Zener	—	—	—	—	—	1	6
Σ R difuzate-kΩ	214	265	94,5	174	433	120	352
Rezistoare cupite - 30 kΩ	4	6	2	—	9	4	4
- 100 kΩ	4	6	—	—	—	—	—

Producătorul facilitează acest transfer de competență furnizind utilizatorului *setul de proiectare al sistemului de măstere* compus din :

— set de matrici cu componente integrate destinat construirii unei machete a noului circuit ;

— manual de utilizare, cu date de catalog detaliate pentru componentele integrate și scheme electrice integrabile pentru blocurile funcționale uzuale ;

— set de hărți cu amplasarea componentelor pe măstere.

De asemenea, se pun la dispoziția utilizatorului programe de simulare a funcționării circuitului sau de amplasare și de rutare interactivă a componentelor pe măstere. Participarea utilizatorului la realizarea propriului circuit îi reduce cheltuielile de dezvoltare. Tot-

testarea și încapsularea rămân în sarcina producătorului. Validarea prototipului noului circuit prin testare în aplicația sa specifică revine de obicei utilizatorului, dar nu este obligatorie, omologarea efectuându-se conform specificațiilor temei de proiectare.

Cele de mai sus arată că spre deosebire de circuitele standard, în tehnica rețelilor de componente neconectate *inițiativa dezvoltării de noi circuite trece de la producător la utilizator.*

2. Rețele de componente neconectate pe platforma Băneasa

Platforma Băneasa posedă o experiență de 8 ani în utilizarea tehnicii rețelilor de componente neconectate. Încă din anul 1981 la I.C.C.E. s-a asimilat *sistemul MONOCIP* compus din 5 măstere (RA, RB, RC, RD și RF), în timp

ce la IPRS s-a elaborat sistemul UNICIP compus din 2 mastere (BU 1000, BU 2000) [7], [8], [9], [10].

Caracteristicile principale ale unei rețele de componente neconectate sînt numărul de componente integrate, numărul maxim de paduri (zonă pe cip destinată conectării unei borne din circuit la terminalul capsulei, dimensiunile cipului și tensiunea maximă de alimentare.

— proces bipolar *P-MOS* de 20 V pentru *RE*.

Macroarhitectura acestor mastere se caracterizează prin gruparea componentelor active în „zone” amplasate în jurul unei singure insule cu rezistoare difuzate.

Figura 2 prezintă pentru exemplificare harta masterului *RA*. Fiecare zonă conține 6–20 tranzistoare, suficiente pentru cablarea unui

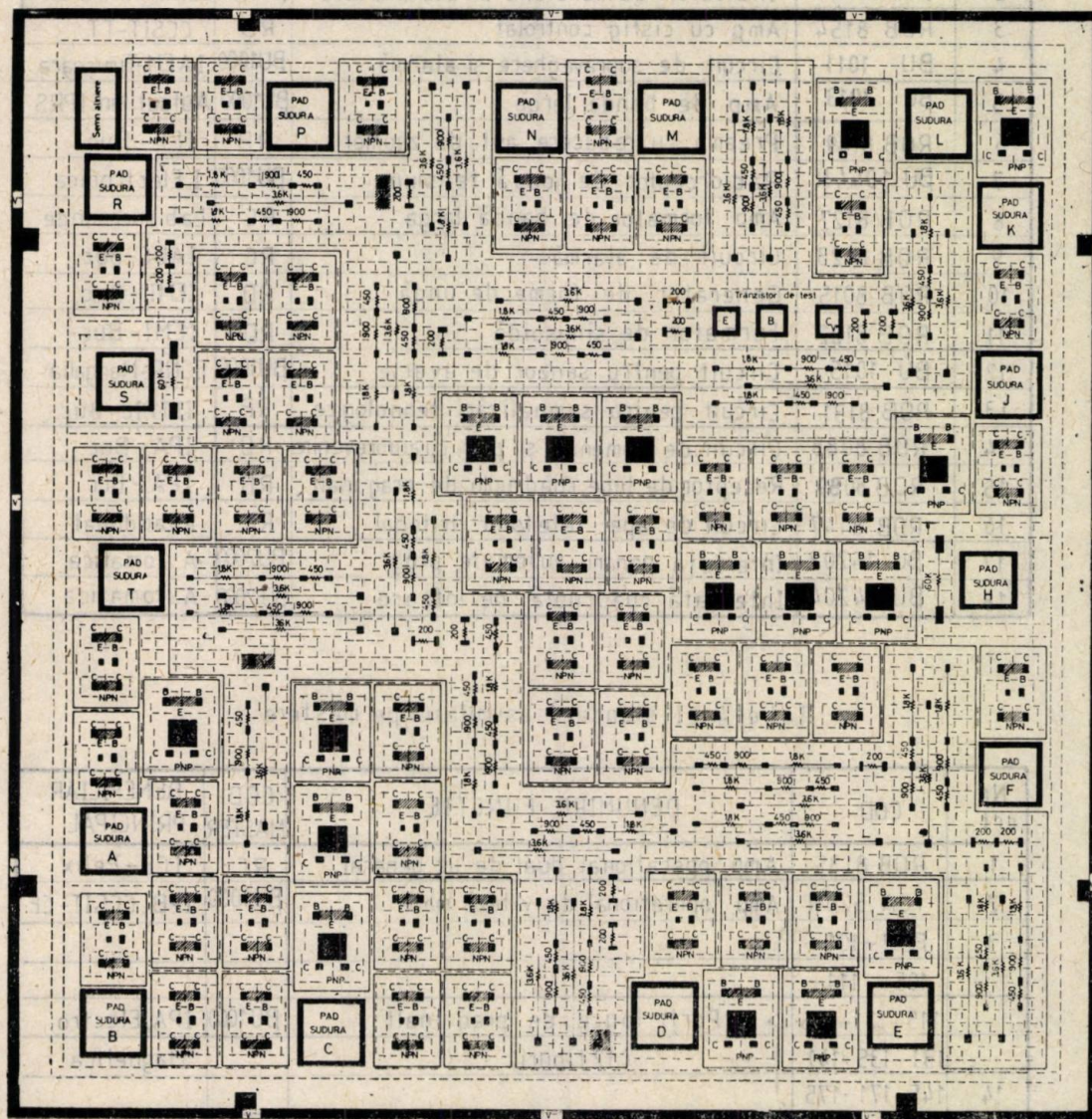


Fig. 2. Amplasarea componentelor pe masterul RD.

Tabelul 2 oferă o sinteză a masterelor din cele 2 sisteme prin această prismă. În integrarea lor se folosesc următoarele procese tehnologice:

— proces bipolar cu diode Schottky de 20 V pentru *RA*, *RB*, *RC*;

— proces bipolar standard de 20 V pentru BU 1000, de 36 V pentru *RD* și de 40 V pentru BU 2000;

bloc funcțional. Se remarcă absența unor zone special dedicate trecerii firelor de interconexiune (canale de rutare). Flexibilitatea în cablare se asigură prin microarhitectura masterului:

— tranzistoarele *nnp* sînt prevăzute cu 2–4 ferestre de contact pentru colector;

— tranzistoarele *pnp* laterale au două contacte pentru bază;

Tabel 3 Circuite integrate la comandă

Nr. crt.	COD	DENUMIRE FUNCȚIE	COD MASTER	BENEFICIAR PRINCIPAL
1	ROB 8150	Detector de nivele TTL	RC	IEMI-Buc.
2	BU 1010	Indicator de tensiune pt. acumuloare	BU1000	EL.APARATAJ-Buc.
3	ROB 8154	Amp. cu câștig controlat	RB	CCSIT-TT
4	BU 1011	Circuit de supraveghere și alarmă	BU1000	IAEM-Timșoara
5	BU 1013	Amp. de bandă largă	BU1000	Autoutilare IPRS
6	ROB 8149	Preamp. cu reducere aut. de zgomot	RB	IET.-Buc.
7	BU 1044N	Radorceptor de joasă tensiune	BU1000	I. Electronica
8	ROB 8127	Amp. formator de bandă largă	RC	Lab. microunde
9	ROB 8123	Circuit de alarmă	RC	IAUC-Buc.
10	ROB 8015	Generator de forme de undă	RD	IEMI-Buc.
11	ROB 8122	Formator de sinusoidă	RD	IEMI-Buc.
12	BU 1015	Circuit pentru senzor de avarie	BU1000	ECNR-Mangalia
13	ROB 8131	Circuit pentru semnalizări tehnologice	RB	IIT.PIC-Buc.
14	ROB 8088	Circuit de comandă și prot. cu autorevenire	RD	IPA-Buc.
15	ROB 8089	Receptor de linie cuadruplu de prag înalt	RD	IPA-Buc.
16	ROB 8147	Circuit de apel telefonic tritonat	RF	abandonat
17	BU 14202	Interfață pentru automate proț	BU2000	Automatica
18	BU 14204	Interfață cuadruplă de intrare	BU2000	Automatica

Tabel 4 CI standard asimilate pe mastere

Nr. crt.	COD	DENUMIRE FUNCȚIE	COD MASTER	BENEFICIAR PRINCIPAL
1	ROB 8135	Amp. operațional dual de uz general	RC	ICE-Felix
2	TCA 520N	Amp. operațional de viteză mare	BU1000	IPB, CCSIT-CE.
3	FZH-101 -	Porti logice de prag înalt (12 tipuri)	BU1000	IPA, Electro Magnetica
	105 - 111 -			
	115-121-125			
	131-135-141			
14	145-171-175			
15	ROB 8095	Multiplicator analogic în 4 cadrane	RD	ICPT.-Buc.
16	ROB 3002	Amp. de bandă largă	RC	Tehnoton-IASI
17	TCA 105N	Senzor de prezență inductiv	BU1000	ICPE.-Buc.
18	B 342 D	Circuit pentru receptoare TV color	BU1000	IE-Pipera
19	ROB 8161	Amp. operațional de uz general	RC	ITM-Buc.
20	ROB 8125	Generator de forma de undă	RF	ICIEt-Buc.

— gârziile de proiectare s-au dilatat pentru a permite trecerea unui fir de conectare printre ferestrele de contact;

— rezistoarele difuzate sînt proiectate sub formă de lanțuri de segmente, care prin conectarea în serie/paralel pot furniza valori în scara *E12*.

Pentru verificarea schemelor proiectate, prin modelare se oferă mai multe seturi de matrici: ROB 81XX (integrare pe *RA*, *RB*, *RC*, *RF*), *BU* 1001—1005 (integrare pe *BU* 1000), *BU* 2001—2003 (integrare pe *BU* 2000), ROB 80XX (integrare pe *RD*).

Prin „Tehnica MONOCIP” editat de I.C.C.E. și „Circuite integrate Liniare”, vol. 3 (E.T. — 1984) s-a pus la dispoziția utilizatorilor manuale de utilizare cu informații detaliate și exemple de circuite integrate la comandă.

Sub aspectul suportului software oferit se menționează:

— programul de simulare *AEROSPICE* [11] larg utilizat pe platforma Băneasa;

— programul de amplasare și rutare interactivă — *ICAR*, aflat într-un stadiu avansat de dezvoltare la I.C.C.E. [12].

În afara sistemului de mastere din tabelul 2 (aflate în exploatare la I.C.C.E.) a fost realizat masterul *RO* destinat integrării de circuite receptoare pentru optocuploare [13]. Masterul conține integrate pe o arie de $1,5 \times 0,9 \text{ mm}^2$, o fotodiodă sensibilă într-o bandă spectrală de la 800 nW la 633 nm, 11 tranzistoare *nnp*, 2 tranzistoare *pnp* laterale, 2 diode, 21 k Ω rezistențe difuzate, 3 rezistoare epitaxiale de 55 k Ω și 2 de 40 k Ω . Componentele cu parametri electrici similari cu cele din setul ROB 81XX. Masterul *RO* s-a testat prin implementarea unui amplificator de curenți (furnizat de fotodiodă) și o poartă *NAND*.

De asemenea s-a realizat setul de matrici *RO MB* 10—17 integrate printr-un proces *Bi-pMOS* de 40 V, utilizabil în modelarea de circuite pe un viitor master, aflat în lucru [14].

3. Aplicații

Folosirea tehnicii rețelelor de componente neconectate pe platforma Băneasa s-a materializat în 38 noi circuite integrate, din care 18 la comandă, pe baza specificațiilor beneficiarilor [15]. Analiza tabelului 3 arată că circuitele integrate acoperă un domeniu larg de aplicații (11 circuite analogice, 2 logice și 5 de interfață) răspunzând necesităților mai multor întreprinderi de diverse profile.

Schemele electrice originale create pentru aceste circuite au fost protejate prin 11 brevete de invenții. Se remarcă incorporarea în produse destinate exportului a circuitelor *BU* 1014N (radioreceptor de joasă tensiune), ROB 8150 (detector de nivele *TTL*) [16], ROB 8149

(preamplificator cu reducere automată de zgomot) și preconizarea utilizării în instalații exportabile a circuitelor ROB 8088, ROB 8089, *BU* 14202 și *BU* 14204.

A doua direcție de aplicare a sistemelor de mastere a constat în asimilarea unor circuite standard străine (tabelul 4). Pe lângă creșterea eficienței economice, adoptarea acestei tehnici a fost salutară pentru utilizatori mai ales în cazurile de sistare a exportului de către partenerii străini.

Seria *FZH* de 12 porți logice de prag înalt, amplificatorul dual ROB 8135, circuitul pentru receptoarele TV color B342D au rezolvat operativ probleme delicate pentru beneficiari ca: *IPA*, Electromagnetica, ICE-Felix, Electronica Pipera. În acest sens se menționează că prototipul circuitului ROB 8135 a fost realizat în timpul record de 29 zile.

Modelări în tehnica rețelelor de componente neconectate au diminuat gradul de risc în asimilarea unor circuite standard ca (ROB 04/05 — circuit pentru sonerie telefonică, și ROB 8140 — regulator de tensiune cu detector de incidente pentru autovehicule *OLTCIT*, ambele simulate la nivel de siliciu pe masterul *RF*).

Avantajele oferite de această tehnică au depășit stadiul tradițional al proiectărilor la comandă, stilul de integrare pe un master dedicat unor mari familii de circuite extinzându-se și asupra altor produse: 20 CI standard din seria 74LSXX (*IPRS*); 5 CI duale pentru comanda perifericelor din seria ROB 45XX (*I.C.C.E.*); divizoarele de frecvență *DP11* — *DP111* (*IPRS*); 6 stabilizatoare de tensiune negativă cu 3 terminale din seria 79XX (*I.C.C.E.*).

4. Aspecte economice

Înainte de orice comentarii se precizează că tehnica rețelelor de componente neconectate atinge eficiență maximă pentru o cerere totală cuprinsă între câteva mii și câteva zeci de mii de circuite. Considerind numai domeniul circuitelor la comandă limita inferioară Q_m se poate determina cu expresia:

$$Q_m = C_0 / (b_u + e_u) \quad (1)$$

unde C_0 — cheltuieli de cercetare, b_u — beneficiul unitar acumulat la producător, e_u — economia unitară acumulată la utilizator prin adoptarea strategiei de dezvoltare bazată pe un circuit integrat la comandă, comparativ cu o strategie bazată pe componente standard. Se precizează că, raportul e_u/b_u fiind de ordinul sutelor, recuperarea cheltuielilor de cercetare are drept sursă principală economiile acumulate la utilizator ceea ce face ca valoarea lui Q_m să fie în jur de 2000 bucăți. Un exemplu poate fi ROB 8131, unde $b_u = 9 \text{ lei/buc.}$ în timp ce $e_u = 890 \text{ lei/buc.}$

Limita superioară Q_M este determinată de aria pierdută în comparație cu varianta aceluiași circuit integrat în tehnică de proiectare completă. Se poate arăta că pentru cipuri cu dimensiuni mult mai mici decât diametrul plăchetei, limita Q_M se aproximează cu :

$$Q_M = Q_m \frac{(C_1/C_0) - 1}{1 - (A_1/A_0) \exp(-D_0(A_0 - A_1))}, \quad (2)$$

unde, C_1 — cheltuieli de cercetare în integrare completă;
 A_1 — aria cipului în integrare completă,
 A_0 — aria masterului;
 D_0 — constantă caracteristică procesului tehnologic.

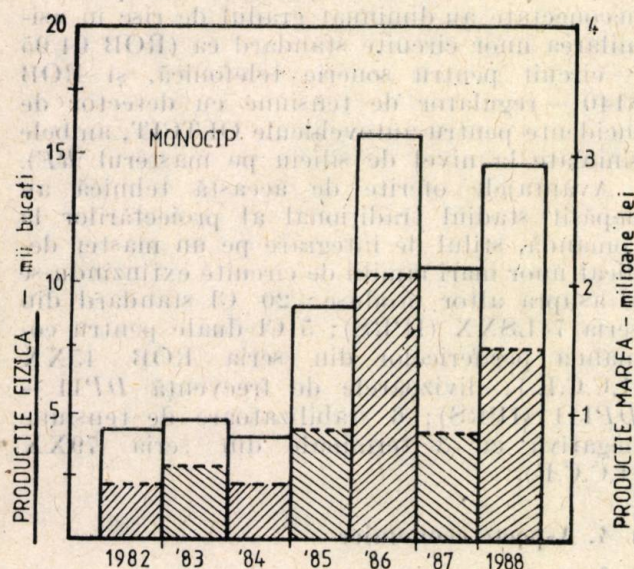


Fig. 3. Evoluția producției de C.I. la comandă la I.C.C.E.

frindu-se în domeniul miilor de bucăți la I.C.C.E. și zecilor de mii de bucăți la IPRS. Privită în ansamblu, producția de circuite integrate pe rețele de componente neconectate prezintă o linie ascendentă atât sub aspect fizic cât și valoric (fig. 3, 4). Creșterea producției marfă la un nivel total de peste 4 mil. lei/an este cu atât mai remarcabilă cu cât s-a produs pe fondul unei reduceri continue de materii prime, materiale și manoperă.

În urma reducerilor de prețuri, față de anul 1985, prețul mediu al unui circuit integrat pe masă a scăzut de la 60 la 14 lei la IPRS și de la 150 la 81 lei la I.C.C.E.

Analiza vânzărilor relevă că durata de viață a circuitelor integrate la comandă este mai scurtă comparativ cu cea a circuitelor standard fiind strict legată de evoluția producției aplicațiilor lor. Dinamica ascendentă a producțiilor

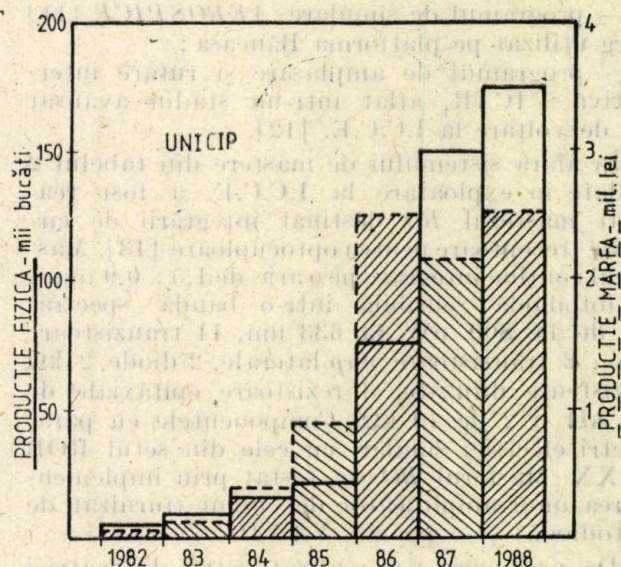


Fig. 4. Evoluția producției de C.I. la comandă la I.P.R.S.

Tabel 5. Timp necesar generării planului de interconexiuni (ore)

Grad de umplere	Tip master				
	RA	RP	RC	RD	RF
60%	15	10	5	10	20
70%	25	20	10	20	35
80%	60	45	20	35	60
90%	100	80	30	65	100
peste 90%	Foarte foarte dificil				

Pentru extinderea domeniului (Q_m , Q_M) relația 2 sugerează creșterea gradului de umplere al circuitelor pe masă, ceea ce nu poate fi o soluție deoarece conduce la dificultăți în cablare, după cum ilustrează tabelul 5 [17].

Circuitele integrate prezentate în paragraful anterior se înscriu în domeniul de eficiență maximă, producțiile înregistrate per tip ci-

anuale este o consecință a ritmului mai rapid de înnoire al nomenclatorului de produse la comandă.

5. Concluzii

Integrarea de circuite în tehnica rețelilor de componente neconectate marchează o etapă nouă în relația producător-utilizator. Lărgind

disponibilitatea producătorului la cererile neașteptate ale pieții și măbind viteza de onorare a comenzilor, în condiții de eficiență economică pentru serii mici și mijlocii de fabricație, această tehnică se dovedește o posibilă soluție viabilă pentru industrial românească de aparatură electronică.

Bibliografie

- [1] Hurst, S., Mash, S. „Semicustom IC Yearbook”, Benn, Electronic Publication Ltd., 1985.
- [2] Camenzind, R. H., „Custom IC with Low Tooling Cost, ISSC — Conference, 1971.
- [3] * * * „The Semicustom Guide” — Ferranti, 1986.
- [4] Goodenough, F., „Semiconductor Technology Analog Semicustom Chips”, Electronic Design, vol. 32, iunie 1984, p. 155—175.
- [5] * * * „Linear and Digital Semicustom IC Design Program, Exar Integrated Systems Inc., 1982.
- [6] Goodenough, F., „Analog Arrays, Standard Cells Build One-Chip Systems”, Electronic Design, vol. 31 sept. 1984.
- [7] Popescu, C. A., ș.a. „Tehnica MONOCIP”, CCSIT-CE 1984.
- [8] Răpeanu, R. ș.a. „Circuite Integrate Liniare — Manual de aplicații”, Ed. Tehnică, 1984.
- [9] Popescu, C. A. ș.a. „Circuite integrate la comandă în tehnica MONOCIP”, lucrare invitată CAS, 1981.
- [10] Răpeanu, R., ș.a. „Unicip 2000 — Aric analogică neconectată de 40 V” Volumul de lucrări CAS, 1987.
- [11] Ionașek, I. „AEROSPICE”, manual de utilizare, Aerofina, 1986.
- [12] Bălașa, F., Leibovici, B., „Automating Routing System for Analog Semicustom IC”, First Hungarian Custom Circuit Conference, 1987.
- [13] Popescu, C. A. ș.a. „Master Chip For Optocoupler Receiver Circuit”, First Hungarian Custom Circuit Conference, 1987.
- [14] Ristea, A. ș.a. „CI matrici de componente BiMOS la comandă în tehnica MONOCIP — ROMB 11—17”, Volumul de lucrări CAS, 1987, p. 179—183.
- [15] * * * „Lucrările CAS” 1984 (p. 191—203, 393—397, 421—495), 1986 (p. 136—179, 181—183), 1987 (p. 183—187, 197—201, 345—349), 1988 (p. 267—271, 279—283).
- [16] Neagoe, O. ș.a. „Semicustom IC for Logic Probe”, First Hungarian Custom Circuit Conference 1987.
- [17] Shiller, B., „How Cost Effective Are Custom IC's”, Monochip Application Note-5, Interdesign, 1975.

CZ 621.396 : 621.385 : 534.3

COMANDĂ CU MICROPROCESOR
CONTROL AUTOMAT FLUX TEHNOLOGIC
SPĂLARE CU ULTRASUNETE

Instalație automată de curățire cu ultrasunete

ION RISTEA, CEZAR MANEA, ANGELICA STANCIU, ECATERINA BUZOIANU,
PIERRETE KLIER, MIHAI CRISTESCU, EUGEN WEBER* — BUCUREȘTI

Introducere

Instalația prezentată realizează un ciclu complet de curățire cu ultrasunete a releelor ermetice, înainte de încapsularea acestora. Este prima instalație automatizată de curățire cu ultrasunete realizată în țară, ea permițind programarea și menținerea parametrilor tehnologici și semnalizarea unor avarii apărute în timpul procesului.

1. Structura instalației

Instalația, prezentată schematic în figura 1, a fost concepută într-o arhitectură originală, care permite curățirea completă a releelor într-un volum redus ca dimensiuni și compact. Implementarea unui sistem de comandă organizat în jurul microprocesorului 8080 asigură comanda și controlul întregului proces de curățire.

Instalația cuprinde:

- un ansamblu de cuve (reperete 1, 3, 6, din fig. 1);
- traductoare ultrasonice, care sînt alimentate de un generator de 750 W cu frecvența de 40 kHz;

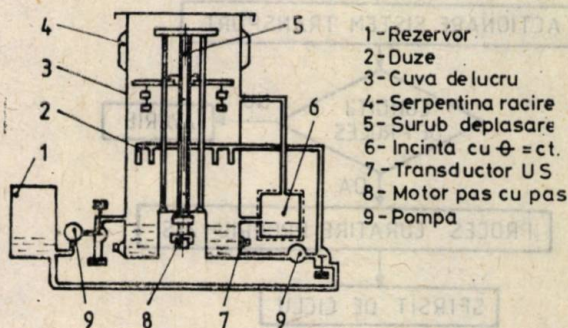


Fig. 1. Structura electromecanică a instalației.

- sistemul electromecanic de deplasare liniară pe verticală pentru transportul suportului cu rele;
- setul de traductoare ce controlează condițiile de desfășurare ale procesului.

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice
— București.

Deoarece solvenții de spălare sînt în general toxici, întregul ansamblu prezentat în figura 1, precum și sistemul de comandă și control sînt încorporate constructiv într-o hotă cu flux laminar vertical, cu rol în reținerea vaporilor, hota începînd să funcționeze automat la deschiderea capacului ce acoperă cuva principală. Instalația funcționează în camere albe, iar hota asigură în aceste condiții gradul de desprăfuire 100.

2. Funcționare

Un ciclu de curățire complet cuprinde patru etape principale: înmuierea pieselor sub jet de lichid, spălarea în cîmp ultrasonic, limpezirea sub jet și uscarea în vapori de solvent. În cadrul fazelor de spălare și limpezire, suportul cu relee are o mișcare „sus-jos” de un număr de ori programabil, această „agitare” în lichid avînd un efect pozitiv în procesul de curățire.

În timpul procesării, releele sînt în funcțiune, frecvența de comutație fiind programabilă între 1–10 Hz.

După programarea parametrilor de lucru (în funcție de tipul releelor și tipul solventului utilizat), are loc procesul de curățire propriu-zis, conform organigramei simplificate prezentate în figura 2.

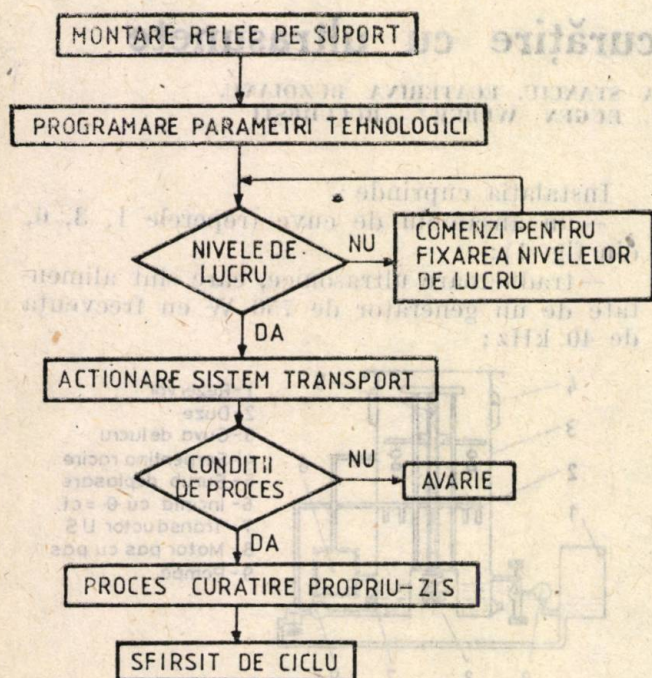


Fig. 2. Organigramă simplificată de funcționare.

În timpul procesului de curățire se controlează în permanență condițiile de lucru prin intermediul traductorilor de poziție și de nivel (optocuploare tip ROL 67), al traductoarelor de presiune, temperatură și impurități [2]. Orice neîndeplinire a uneia dintre condițiile tehnologice (blocare motor, lipsă ultrasunete, lipsă vapori de uscarea sau impurificare peste limita admisibilă a lichidului de spălare) sînt semnalizate vizual și sonor, procesul fiind întrerupt.

3. Sistemul de comandă

Sistemul de comandă asigură citirea și interpretarea semnalelor de la traductoare, comanda elementelor de acționare și temporizările necesare procesului de curățire. Complexitatea procesului tehnologic a impus utilizarea unui microcalculator organizat în jurul microprocesorului 8080 și a unui bloc de interfață între unitatea centrală și elementele executoare și sesizoare, aceasta permițînd obținerea unor facilități și optimizări prin:

- deplasarea vertical-liniară a suportului cu relee cu viteze programabile;
- programarea timpului de procesare în fiecare etapă a ciclului, funcție de gradul de impurificare a pieselor;
- programarea frecvenței de comutație a releelor de procesat;
- posibilitatea utilizării mai multor tipuri de solvenți (unul dintre parametrii programați este specific tipului solventului parametrul utilizat la testul de puritate lichid);
- controlul permanent al condițiilor de lucru și al procesului fără intervenția operatorului;
- o productivitate crescută față de metodele convenționale folosite pînă în prezent. Pentru relele de tipul RS47 productivitatea este de aproximativ 3000 buc/oră.

4. Concluzii

Instalația prezentată este realizată în întregime la I.C.C.E., cu piese și materiale autohtone, iar constructiv — simplu și eficient. Rezultă de aici reproductibilitatea ușoară în cazul unei microproducții. Este versatilă putînd fi ușor adaptată pentru spălarea cu ultrasunete a altor piese sau materiale.

Bibliografie

- [1] Anlon, I.: Cavitatea vol. I și II.
- [2] Iosif, D. ș.a.: — „Lucrările CAS” 1989” — Sesizor pentru determinarea impurificării solventilor utilizați în instalații de spălare.

Circuit de stabilizare a tensiunii de ieșire a convertizoarelor statice trifazate (CST) de uz aeronautic

GHIAUȘ CARMEN, DUMITRESCU MIHAI* — BUCUREȘTI

Introducere

Este cunoscut faptul că la pornire, giromotoarele, timp de maxim două minute se comportă ca o suprasarcină a cărei valoare scade treptat și se stabilizează la valoarea sarcinii nominale, ceea ce are ca efect creșterea curentului absorbit din sursa de alimentare și scăderea valorilor tensiunilor trifazate de la ieșirea CST ce alimentează giromotorul. Dacă tensiunile scad sub o anumită valoare care este caracteristică fiecărui tip de motor în parte, nu se mai poate realiza pornirea acestora.

transformatorului sau prin intermediul unei rezistențe de valoare mult mai mică decât sarcina, este redresată și filtrată. Tensiunea de referință este luată de la o diodă Zener termocompensată. Acest tip de circuite nu poate realiza o stabilitate satisfăcătoare a semnalului de ieșire, deoarece semnalul de reacție nu urmărește fidel variația semnalului de ieșire pe cele trei faze, iar bucla de reglaj nu este sensibilă la variații mici ale semnalului de reacție și nu este suficient de stabilă în temperatură.

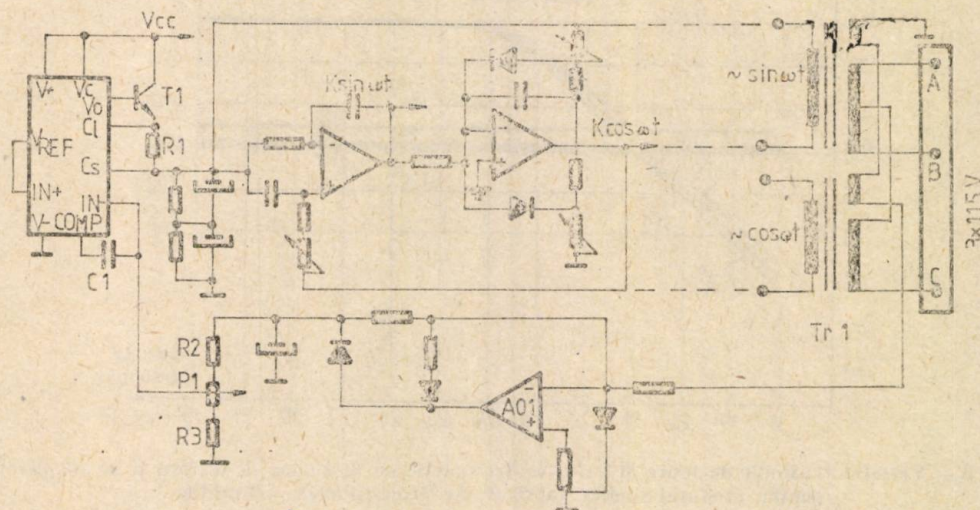


Fig. 1. Circuit de stabilizare a tensiunii de ieșire a CST.

Dacă în regim nominal giromotoarele de uz aeronautic absorb o putere de 17 VA, la pornire acestea au nevoie de o putere de 36 VA, fapt care duce la necesitatea unui circuit de reacție negativă pentru stabilizarea amplitudinii tensiunii trifazate de ieșire.

Având în vedere condițiile mecano-climatice dure în care lucrează aparatele ce echipază aeronavele se impune folosirea componentelor cu o bună stabilitate termică și fiabilitate ridicată.

Circuitul de reacție negativă este alcătuit de obicei dintr-un amplificator de eroare și un regulator serie. Tensiunea de reacție este luată de la ieșire prin intermediul unei înfășurări a

Lucrarea prezintă în figura 1 un circuit de stabilizare a tensiunii de ieșire a CST, de precizie și siguranță în funcționare mărită, utilizând ca element de reglaj un circuit BA 723, care prezintă avantajul unei tensiuni de referință încorporate, foarte stabilă cu temperatura și prin configurația exterioară cu care este completat, generează la ieșire un semnal S2 invers proporțional cu semnalul S1.

Semnalul de reacție S3 reprezentând suma vectorială a două tensiuni proporționale cu semnale sin/cos și purtând informații referitoare la modul de variație a tensiunilor pe cele trei faze, se obține dintr-un sistem de două înfășurări auxiliare dispuse în secundarul transformatorului Scott (Tr1). Prin modul de conexiune și calcul al numărului de spire din cele

* I.E.A. Aerofina — București.

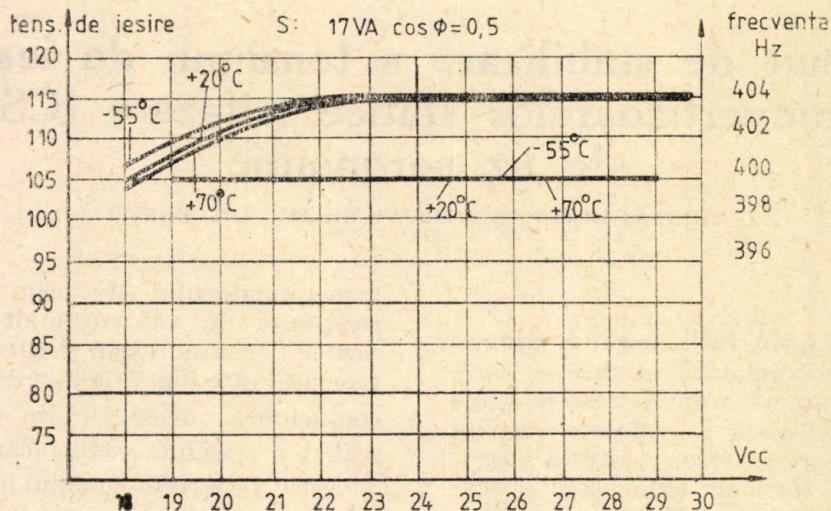


Fig. 2 — Variația tensiunii de ieșire și a frecvenței funcție de tensiunea de intrare și de temperatură pentru CST 3 × 115 V fabricat în IEA Aerofina

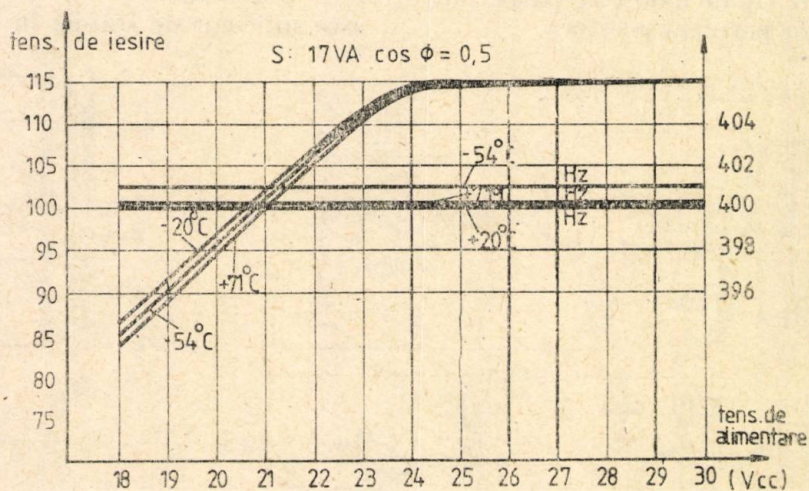
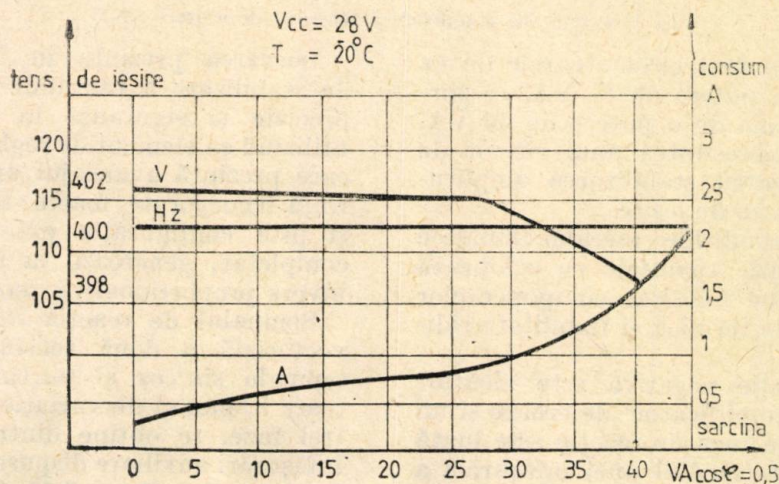


Fig. 3 — Variația tensiunii de ieșire și a frecvenței funcție de tensiunea de intrare și de temperatură pentru produsul similar fabricat de firma SFENA — Franța.



F 4 — Variația tensiunii de ieșire, a frecvenței și a consumului în funcție de încărcare (sarcină) a CST de 3 × 115 V fabricat EA în IEA Aerofina.

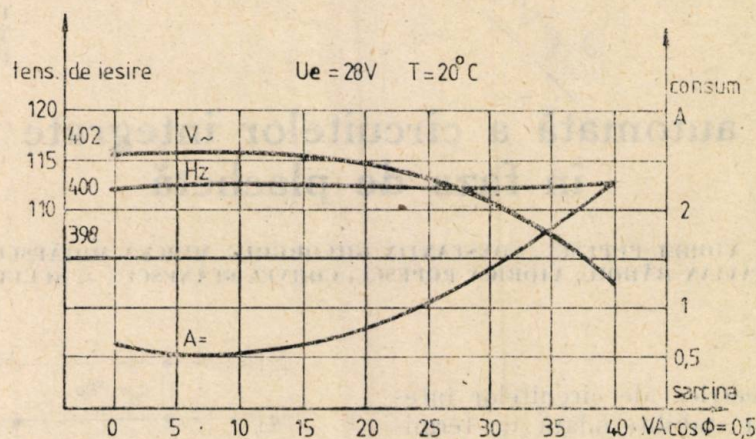


Fig. 5 — Variația tensiunii de ieșire, a frecvenței și a consumului în funcție de sarcină pentru produsul similar fabricat de firma SFENA — Franța.

două înfășurări se obține un semnal de reacție proporțional cu variațiile tensiunilor pe cele trei faze. Acest semnal se transmite unui redresor monoalternanță de precizie, se filtrează și printr-un potențiomtru se aplică pe intrarea inversoare a elementului de reglaj, pe intrarea neinversoare fiind conectată tensiunea de referință internă. Pentru a împiedica intrarea în oscilație a buclei de reglaj, între intrarea COMP și intrarea inversoare se interconectează condensatorul C1 de valori cuprinse între 330 nF ÷ 1 μF. Rezistorul R1 și tranzistorul T1 au rolurile cunoscute și anume de limitare a curentului de ieșire respectiv de amplificare în putere.

Folosirea redresorului monoalternanță de precizie alcătuit din AO1 și configurația aferentă are drept scop înlăturarea zonei de ineficiență pentru semnale mici în raport cu semnalul de intrare (în redresoarele obișnuite, redresarea nu este posibilă pentru semnale mai mici de 0,6 V, cit este considerată tensiunea de deschidere a diodei, în cazul de față considerând un AO cu amplificarea în buclă deschisă A rezultă că ecartul pozitiv aplicat la intrare, pentru ca ieșirea să ajungă la 0,6 V este 0,6/A, deci tensiuni de μV).

Cu tensiunea S2 se alimentează oscilatorul în cuadratură ce intră în componența CST și care furnizează la ieșire două semnale defazate la 90° (sin/cos) și de amplitudine proporționale cu semnalul de alimentare, semnale ce atacă etajele în contratimp ale convertizorului. Pragul comparatorului elementului de reglaj se alege prin intermediul rezistorilor R2, R3 și a potențiometrului P1, astfel ca în sarcina nominală să se obțină tensiunea nominală. Orice variație a tensiunii de ieșire a CST, va acționa asupra elementului de reglaj în mod corespun-

zător pentru mărirea sau micșorarea tensiunii de alimentare a oscilatorului.

Schema electrică prezentată a fost folosită în bucla de reglaj a convertizoarelor statice trifazate de 3 × 115 V și de 3 × 200 V și a asigurat în gama extinsă de temperatură variații sub un volt a tensiunilor trifazate de ieșire, iar la pornirea giromotoarelor o rezervă de tensiune de 20V peste limita minimă impusă pentru buna funcționare a acestora.

În figura 2 este prezentată variația tensiunii de ieșire și a frecvenței funcție de tensiunea de intrare și de temperatură a CST de 3 × 115 V fabricat în IEA Aerofina, iar în figura 3 aceleași caracteristici pentru produsul similar fabricat de firma SFENA-Franța.

În figura 4 este prezentată variația tensiunii de ieșire, a frecvenței și a consumului, în funcție de încărcare (sarcină) a CST de 3 × 115 V fabricat în IEA Aerofina, iar în figura 5 a produsului similar fabricat de firma SFENA-Franța.

Utilizarea circuitului din figura 1 a dat posibilitatea asigurării unei bucle de reglaj sensibile la variații mici ale semnalului de reacție, stabilă cu temperatura și umiditatea, permițând reglaje de precizie și în limite largi a valorii de acționare.

Concluzii

Lucrarea prezintă o schemă electrică originală de buclă de reglaj, valorificată în cadrul CST de medie putere, fabricate de IEA Aerofina și care a dat posibilitatea înlocuirii echipamentelor aduse din import pe relația DL, având performanțe superioare acestora.

Bibliografie

- [1] *** Overhaul Manual TSG-SFENA.
- [2] *** Catalog circuite integrate liniere.

Ajustarea automată a circuitelor integrate monolitice în faza de plachetă

VIOREL POPESCU, CONSTANTIN GHEORGHIU, MIRCEA MIHĂESCU,
OCTAVIAN BĂDOIU, VIORICA POPESCU, CORNEL STĂNESCU* — BUCUREȘTI*

Introducere

Caracteristicile electrice ale circuitelor integrate monolitice sînt stabilite odată cu terminarea procesării plachetelor. Prin testarea pe plachetă sînt înlăturate atît structurile nefuncționale, dar și cele funcționale cu parametri în afara limitelor de catalog.

Prin anumite tehnici de ajustare o parte din structurile din urmă pot fi recuperate.

În ultimul timp au apărut și s-au dezvoltat mai multe tehnici de ajustare: cele cu laser au avantajul preciziei, dar au cost ridicat, necesitînd investiții în echipamente; ajustarea prin scurtcircuitarea unor diode Zener (joncțiuni emitor-bază), se poate face ușor în faza de plachetă cu un minim de cost, cu condiția ca aceste structuri să fie prevăzute cu această posibilitate.

În cele ce urmează se prezintă un mod de aplicare a acestei metode în secția S_1 a I.C.C.E în cazul a două circuite integrate monolitice: ROB 07 și ROB 79XX.

1. Principiul metodei

Se știe că tensiunea de decalaj la un amplificator operațional este dictată în special de decalajul etajului de intrare și se poate scrie sub forma:

$$V_{off} = \frac{KT}{q} \ln \frac{R_R}{R_L} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \quad (1)$$

unde R_L , R_R , sînt rezistențele din colectoarele tranzistoarelor ce alcătuiesc etajul diferențial de intrare, iar I_{S1} și I_{S2} sînt curenții de saturație ai celor 2 tranzistori.

Deci tensiunea de decalaj este determinată de neîmperecherile celor două rezistențe sau tranzistoare. Amplificatorul operațional ROB 07 are etajul de intrare ca în figura 1.

Tensiunea de decalaj este ajustată scurtcircuitînd difriite diode Zener în funcție de semnul și mărimea decalajului existent.

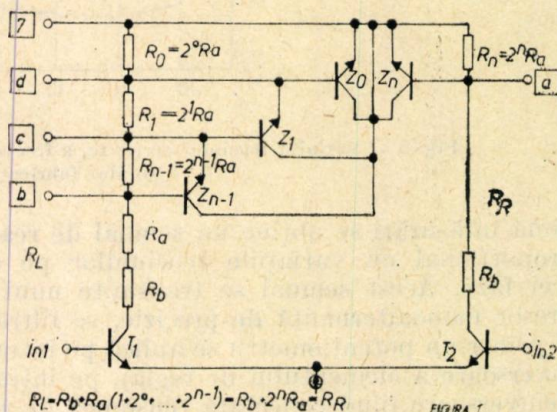


Fig. 1. Schema de principiu a etajului de intrare a amplificatorului operațional ROB 07, în zona padurilor de ajustare.

Astfel scurtcircuitînd $Z_0, Z_1, \dots, Z_{n-1}$ se obține:

$$\begin{aligned} \Delta V_{off\ max}^+ &= \frac{KT}{q} \ln \frac{R_b + 2^n R_a}{R_b + R_a} \approx \\ &\approx \frac{KT}{q} (2^n - 1) \frac{R_a}{R_b}, \end{aligned} \quad (2)$$

scurtcircuitînd Z_n , se obține:

$$\Delta V_{off\ max}^- = -\frac{KT}{q} \ln \left(1 + 2^n \frac{R_a}{R_b} \right) \approx -\frac{KT}{q} 2^n \frac{R_a}{R_b}, \quad (3)$$

dacă se scurtcircuitează Z_0 :

$$\Delta V_{off\ min}^+ = \frac{KT}{q} \ln \frac{R_b + 2^n R_a}{R_b + (2^n - 1) R_a} \approx \frac{KT}{q} \frac{R_a}{R_b} \quad (4)$$

dacă se scurtcircuitează $Z_0, Z_1, \dots, Z_n$ se obține:

$$\Delta V_{off\ min}^- = -\frac{KT}{q} \ln \frac{(R_b + R_a)}{R_b} \approx -\frac{KT}{q} \frac{R_a}{R_b}. \quad (5)$$

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

2. Realizarea practică

În cazul amplificatorului ROB 07, $n = 3$, $R_b = 42 \text{ K}\Omega$, $R_a = 230 \text{ }\Omega$. Din relațiile (2), (3), (4), (5) se obține

$$\text{(luînd la } T_A = 25^\circ\text{C, } \frac{KT}{q} \simeq 26 \text{ mV)}$$

$$\Delta V_{offmax}^+ \simeq 996 \text{ }\mu\text{V}$$

$$\Delta V_{offmax}^- \simeq -1139 \text{ }\mu\text{V}$$

$$\Delta V_{ffmin}^+ = \Delta V_{ffmin}^- \simeq 142 \text{ }\mu\text{V}.$$

Pe baza acestor date a fost întocmit tabelul 1.

Tabelul 1

Rezultatele ajustării în funcție de diferite combinații de diode Zener scurtcircuitate

Decalaj inițial (μV)	Diode scurtcircuitate	Decalaj final (μV)
-1496 ... -1065	Z_0, Z_1, Z_2	-500 ... -71
-1065 ... -923	Z_0, Z_1, Z_2	-71 ... +71
-923 ... -781	Z_1, Z_2	-71 ... +71
-781 ... -639	Z_0, Z_2	-71 ... +71
-639 ... -497	Z_2	-71 ... +71
-497 ... -355	Z_0, Z_1	-71 ... +71
-355 ... -213	Z_1	-71 ... +71
-213 ... -71	Z_0	-71 ... +71
-71 ... +71	—	-71 ... +71
+71 ... +213	Z_0, Z_1, Z_2, Z_3	-71 ... +71
+213 ... +355	Z_1, Z_2, Z_3	-71 ... +71
+355 ... +497	Z_0, Z_2, Z_3	-71 ... +71
+497 ... +639	Z_2, Z_3	-71 ... +71
+639 ... +781	Z_0, Z_1, Z_3	-71 ... +71
+781 ... +923	Z_1, Z_3	-71 ... +71
+923 ... +1065	Z_0, Z_3	-71 ... +71
+1065 ... +1207	Z_3	-71 ... +71
+1207 ... +1639	Z_3	+71 ... +500

După cum se vede din tabel, pentru un decalaj inițial cuprins între $-1065 \text{ }\mu\text{V} \dots +1207 \text{ }\mu\text{V}$, combinația de diode scurtcircuitate asigură o valoare optimă (minimă) a decalajului final și anume: $-71 \text{ }\mu\text{V} \dots +71 \text{ }\mu\text{V}$.

Pentru ROB 07 care are condiția de catalog pentru acest parametru $-500 \text{ }\mu\text{V} < V_{off} < +500 \text{ }\mu\text{V}$ marginile decalajului ajustabil s-au putut extinde la valorile:

$$-1496 \text{ }\mu\text{V} < V_{off} < +1639 \text{ }\mu\text{V}.$$

Tehnica de ajustare se aplică în timpul testării automate pe plachetă cu sortatorul automat.

Programul de testare este alcătuit astfel încît sortatorul măsoară valoarea și semnul tensiunii de decalaj cu un convertor A/D de rezoluție mare (12 biți). În funcție de valoarea găsită se alege combinația potrivită pentru ajustare. Diodele sînt scurtcircuitate individual, folosindu-se în acest scop un generator de curent de maximum 300 mA/30 V (izolat galvanic față de sortator).

Generatorul este cuplat prin intermediul unei matrici de relee pe padurile de ajustare. Se aplică un puls de curent cu o durată stabilită prin program, (100÷500 ms), după care se remăsoară valoarea tensiunii de decalaj pentru a vedea dacă ajustarea a avut loc, iar dacă nu, se repetă cu un puls de amplitudine și durată mai mare și se citește din nou valoarea tensiunii; dacă nici acum ajustarea nu s-a produs înseamnă că structura prezintă un defect în zona padurilor de ajustare și se consideră defectă.

Stabilizatoarele de tensiune ROB 79XX, prevăzute din proiectare cu posibilitatea de ajustare a tensiunii de ieșire, au fost ajustate într-un mod similar.

3. Concluzii

Tehnica ajustării pe plachetă permite obținerea unui decalaj la intrare optim (minim) la amplificatoarele operaționale ROB 07; în cazul reguletoarelor de tensiune ROB 79 XX se poate mări numărul structurilor centrate pe o valoare optimă a tensiunii de ieșire.

CZ 655.2 : 621.3.013

LITOGRAFIE OPTICĂ
CÎMP OPTIC
DISTORSIUNI OPTICE

O metodă de caracterizare a devierilor de suprapunere în câmpul optic al fotorepetoarelor

MIRCEA DUȘA*, DAN NICOLAU*, FLORIN FULGA*, SILVIU PUCHIANU**, EUGENIA SUFARU **,
[FLORIN BABARADA***,

Introducere

Reducerea erorilor de poziționare, în special în litografia micronică, unde valorile admise de suprapunere nu depășesc 0,25–0,50 μm , nu se poate face fără o identificare a surselor de dezaliniere și a contribuției acestora la valoarea totală a suprapunerilor. Prezenta lucrare propune o metodă de determinare a erorilor de poziționare a unui punct din interiorul câmpului optic al sistemelor litografice de tip fotorepetor, erori care contribuie la abaterile de poziționare totale cu valori importante la cîmpuri de peste $3 \times 3 \text{ mm}^2$.

1. Erori de suprapunere într-un cîmp

Datorită distorsiunilor optice ale obiectivului de proiecție, ca și poziționării măștii-reticul în planul obiect, poziția unui punct din planul imagine, este în mod real, diferită de poziția sa în sistemul de coordonate ideal. Expresia analitică a deviației între poziția reală și ideală a unui punct, se poate scrie [1, 2], astfel :

$$\delta x = dX_r + S_{cx} \cdot X_r + \theta_{cx}(-Y_r) + t_{1x} \cdot X_r^2 + t_{2x} X_r Y_r + D_x(X_r^3 + X_r Y_r^2),$$

$$\delta y = dY_r + S_{cy} \cdot Y_r + \theta_{cy} \cdot X_r + t_{1y} \cdot X_r Y_r + t_{2y} Y_r^2 + D_y(X_r^2 Y_r + Y_r^3),$$

unde : X_r ; Y_r sînt coordonatele punctului din cîmpul reticulului, în raport cu axele sale de coordonate, care trec prin centrul cîmpului.

— dX_r ; dY_r , sînt erorile de translație ale cîmpului întreg

— S_{cx} ; S_{cy} sînt abaterile de scalare

— θ_{cx} ; θ_{cy} sînt abaterile de rotație

— t_1 ; t_2 sînt abaterile de deformare de formă trapezoidală;

— D_x ; D_y sînt abaterile de deformare de ordinul trei, de tip „pernă” sau „butoiăș”. Termenii dX_r ; dY_r , reprezintă translația medie

a cîmpului (adică a măștii-reticul) și ei măsoară abaterea poziției cîmpului față de rețeaua ideală de repetare. Valoarea acestor termeni, cuprinde translația poziției plachetei pe axele X ; Y , scalarea nivelului plachetei, rotația poziției plachetei ca și erori în formă de „șă”, specifice curbării plachetei la prinderea cu vid.

2. Metoda de caracterizare

În vederea determinării experimentale a abaterilor de tip x ; y , se propun următoarele etape de lucru :

a. realizarea unei măști-reticul cu o configurație tipică pentru măsurarea în urma fotorepetării, a abaterilor medii de translație ale întregului cîmp — termenii dX_r ; dY_r . Configurația măștii cuprinde structuri concentrice, acoperind întreg cîmpul optic și care se repetă X ; Y în proximitate de cca 20 μm . Configurația măștii deja repetate, se prezintă în figura 1.

b. măsurarea distanțelor dX_r ; dY_r , pe o placă fotorepetată cu mira prezentată [3];

c. realizarea unei alte măști-reticul, cu o configurație tipică cu structuri tip vernier, dispuse în 49 puncte ale cîmpului optic la 1,5 mm una de alta, atît pe orizontală, cît și pe verticală (fig. 2).

În acest fel se partiționează întregul cîmp optic în subcîmpuri, cu centrele X_r ; Y_r . Prin repetarea succesivă a măștii, se vor suprapune pe rînd, centrul cîmpului cu fiecare punct de coordonate X_r ; Y_r , iar abaterile se vor citi prin măsurare pe configurațiile tipice.

d. Prin analiză prin regresie, se calculează contribuțiile parametrilor de translație, rotație, scalare, distorsiuni.

e. Cunoșcînd contribuțiile parametrilor de translație/rotație, scalare, distorsiuni specifice unui obiectiv, se determină valoarea cîmpului maxim care nu produce abateri de suprapunere mai mari de 0,25 μm .

3. Rezultate experimentale

Conform metodei propuse, s-a studiat obiectivul fotorepetorului Carl Zeiss Jena, tip AER, cu cîmpul optic de $10 \times 10 \text{ mm}$, scara de redu-

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

*** Întreprinderea Microelectronica — București.

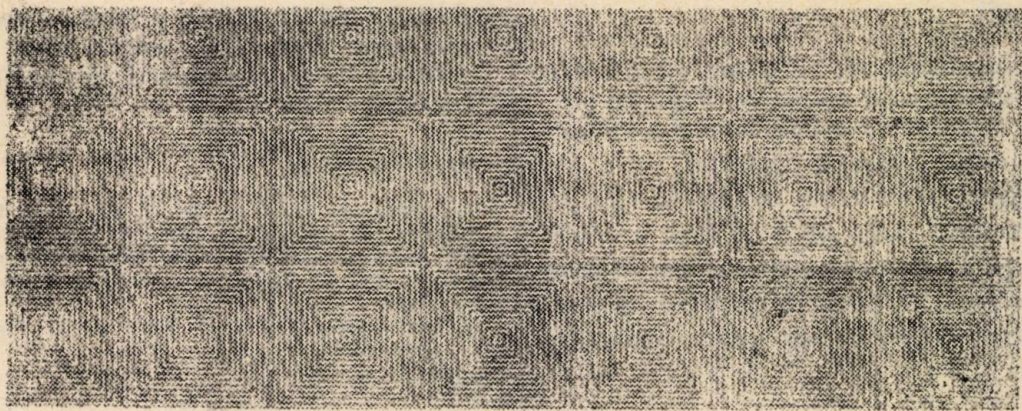


Fig. 1. Masca pentru măsurarea abaterilor medii de translație.

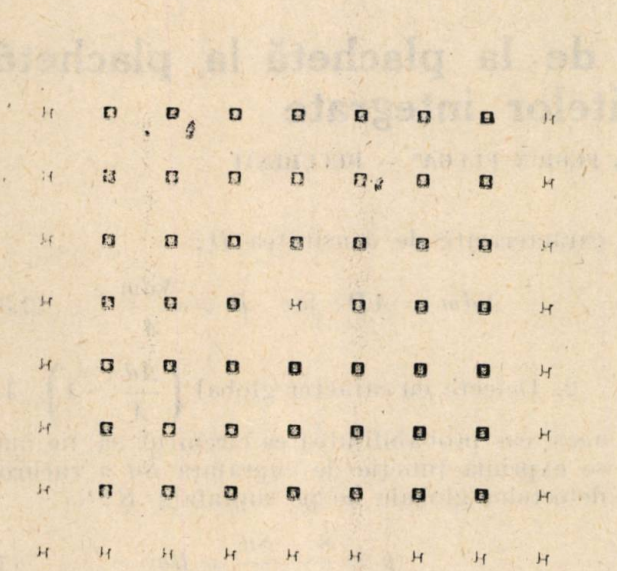


Fig. 2. Masca-reticul cu configurație tip vernier.

cere 1 : 10, NA = 0,32. În figura 3 se prezintă pozițiile reale a 49 puncte, acoperind cîmpuri uzuale de lucru de 3 × 3 mm, 6 × 6 mm și 9 × 9 mm. Centrul cîmpului este la intersecția rindului R4 cu coloana C4.

Din figură se observă :
— un efect general de scalare pozitivă a întregului cîmp, care face ca punctele aflate la periferia cîmpului : 3 × 3 mm, să fie deplasate cu 0,20–0,30 μm, la cîmp de 6 × 6 mm, cu 0,40–0,50 μm, la cîmp 9 × 9mm, cu 0,50–0,7 μm ;

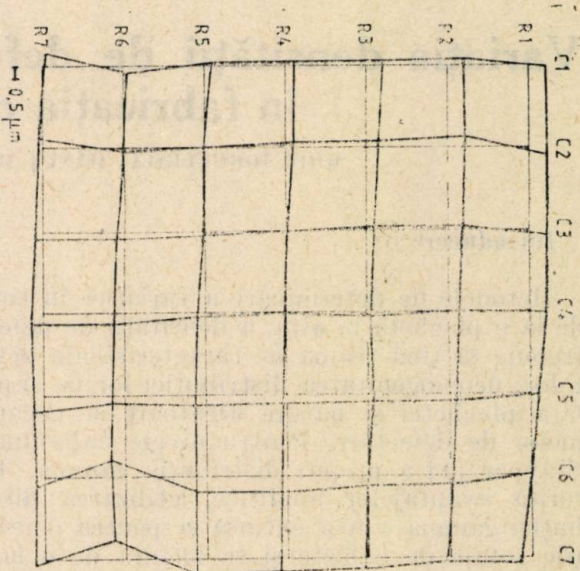


Fig. 3. Distorsiunile cîmpului optic al fotorepetorului.

- o deformare a întregului cîmp de tip, „butoiuș” ($Dx > 0$; $Dy > 0$) ;
- deplasări ale punctelor din cîmp, în special pe verticală, ceea ce indică o aberație sferică radială mai pronunțată decît cea tangențială. În tabelul 1, se prezintă valorile coeficienților de translație/scalare/rotație/distorsiuni, rezultate din analiza prin regresie a datelor numerice măsurate.

Coeficienții de deplasare a punctelor din cîmp

Tabelul 1

	dx, dy	Sc	θc	t_1	t_2	D
axa x	0,17	$1,03 \times 10^{-4}$	$-5,10 \times 10^{-6}$	$-6,64 \times 10^{-9}$	$-4,08 \times 10^{-10}$	$2,29 \times 10^{-12}$
axa y	$2,10 \times 10^{-2}$	$-1,78 \times 10^{-4}$	$-8,13 \times 10^{-5}$	$5,62 \times 10^{-9}$	$2,6 \times 10^{-9}$	$-3,78 \times 10^{-12}$

4. Concluzii

Prin metoda propusă, se poate caracteriza comportarea sistemelor optice de litografie prin proiecție la suprapunerea punctelor din câmpul optic; se pun în evidență deplasări reale ale pozițiilor din câmp cu valori de până la $0,7 \mu\text{m}$, la marginile unui câmp de $9 \times 9 \text{ mm}$ și altele locale, aleatorii, de $0,10 - 0,20 \mu\text{m}$. Cu metoda propusă, se poate optimiza dispunerea structurilor geometrice dintr-un cip, pentru reducerea

efectelor de deplasare a poziției geometrice a punctelor. Metoda se poate utiliza în vederea obținerii unor suprapuneri tehnologice de $0,50 \mu\text{m}$ maxim.

Bibliografie

- [1] Perloff, D. *IEEE J. Sol. St. Circ.*, vol. 13, 436, 1978.
- [2] Hsia, L., Su, L. *SST*, mai 1983, pag. 155–160.
- [3] Rottmann, H. *IBM J. Res. Dev.*, vol. 26, no. 5, sept. 82.
- [4] Chivers, K. *Techn. Proc., Semicon. Zurich*, vol. martie 1986.
- [5] Duşa, M., Nicolau, D. *SPIE Techn. Proc.*, vol. 1077, febr. 1989.

CZ 621–23 : 621.314.6

DENSITATE TOTALĂ DE DEFECTE
VARIETATE
MECANISME DE DEFECTARE

Variația densității de defecte de la plachetă la plachetă în fabricația circuitelor integrate

MIHU IORGULESCU, DĂNUȚ OLTEANU, FLORIN FULGA* — BUCUREȘTI

Introducere

Metodele de determinare a variației în timp de la o plachetă la alta, a densității de defecte trebuie să țină seama de caracteristicile defectelor, neomogenitatea distribuției lor pe suprafața plachetei și natura aleatoare a mecanismelor de defectare. Pentru nivele individuale, Stapper [1] a propus distribuția gamma. Datorită avantajelor analitice, utilizarea distribuției gamma a fost extinsă și pentru densitățile totale de defecte și se bucură de o largă popularitate. Lucrarea își propune analiza variației densității totale de defecte, considerând cei 3 factori perturbatori enumerați mai sus.

1. Teorie

Defectele sînt clasificate funcție de raportul dintre aria ocupată (Ad) și aria circuitului (A):

1. Defecte cu caracter punctiform ($\frac{Ad}{A} \approx 0$).

Dacă mecanismele de defectare sînt stabile în timp, atunci probabilitatea p ca un circuit să fie bun este aceeași de la o plachetă la alta și se exprimă funcție de numărul mediu de defecte Ndm de pe suprafața A :

$$p = \exp(-Ndm) \quad (1)$$

indiferent de distribuția defectelor pe A [2]. Considerînd defectele omogen distribuite și

caracterizate de densitatea D :

$$Ndm = AD \quad \text{iar} \quad D = \frac{Ndm}{A} \quad (2.3)$$

2. Defecte cu caracter global ($\frac{Ad}{A} > 1$). În acest caz probabilitatea ca circuitul să fie bun se exprimă funcție de suprafața Sd a tuturor defectelor globale de pe suprafața S :

$$p = \frac{S - Sd}{S} = Ro \quad (4)$$

și nu depinde de aria circuitului. Deoarece densitatea de defecte D caracterizează numai defectele punctiforme, analiza variației sale trebuie făcută eliminînd suprafețele Sd .

Definiția lui D — relația (3) — ia în considerare natura aleatoare a mecanismelor de defectare. Chiar dacă D (și deci și probabilitatea p) nu se schimbă în timp, randamentul nu va fi același de la o plachetă la alta. Să considerăm o suprafață cu o distribuție omogenă D și conținînd circuite. Definim variabilele aleatoare:

$$xi = 1 \text{ cu aceeași probabilitate } p = \exp(-AD) \quad (5)$$

$$xi = 0 \text{ cu aceeași probabilitate } q = 1 - p \text{ pentru fiecare circuit } i = 1, 2, \dots, N. \quad (6)$$

Mediile și variantele acestor variabile aleatoare sînt:

$$E(xi) = p \quad \text{Var}(xi) = pq \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (7, 8)$$

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

Randamentul pe o placchetă Rp poate fi exprimat ca :

$$Rp = \frac{1}{N} \sum x_i. \quad (9)$$

Conform teoremei limită centrală, odată cu creșterea lui N , distribuția $f(Rp)$ tinde spre o distribuție normală :

$$f(Rp) = \text{const.} \exp \left[-\frac{(Rp - E(Rp))^2}{2 \text{Var}(Rp)} \right] \quad (10)$$

$$E(Rp) = \frac{1}{N} \sum E(x_i) = p$$

$$\text{Var}(Rp) = \frac{1}{N} \sum \text{Var}(x_i) = \frac{pq}{N}. \quad (11, 12)$$

Pentru valorile p caracteristice fabricației circuitelor integrate, aproximația dată de relația (10) este excelentă și pentru N de ordinul zecilor. Dacă D are o variație caracterizată de $f(D)$, atunci variația în timp a lui Rp va fi descrisă de compunerea $f(Rp)$ cu $f(D)$.

Pentru $f(D)$, pe lângă distribuția gamma, este recomandabilă utilizarea distribuției normale, D fiind un parametru aditiv provenind din sumarea densităților de defecte ale mecanismelor individuale independente. Ambele distribuții pot fi aranjate astfel încât să depindă de 2 parametri, media $E(D)$ a distribuției și raportul a dintre pătratul mediei și varianță —

$$a = \frac{E(D)^2}{\text{Var}(D)} :$$

— distribuția gamma :

$$f(D) = \text{const.} \left[\frac{D}{E(D)} \right]^{a-1} \exp \left[-a \frac{D}{E(D)} \right] \quad (13)$$

— distribuția normală :

$$f(D) = \text{const.} \exp \left[-\frac{a}{2} \left(\frac{D}{E(D)} - 1 \right)^2 \right]. \quad (14)$$

Se pot genera astfel densități de probabilitate și funcții de repartiție teoretice ale randamentului de la o placchetă la alta (fig. 1, 2).

Așa cum era de așteptat, odată cu creșterea lui a (evoluția spre cazul stabilității în timp), deosebirile dintre distribuții dispar.

2. Rezultate

S-au obținut hărți ale randamentului pe placchetă pentru un circuit digital bipolar, ales de arie mică pentru a ușura analiza datelor prin

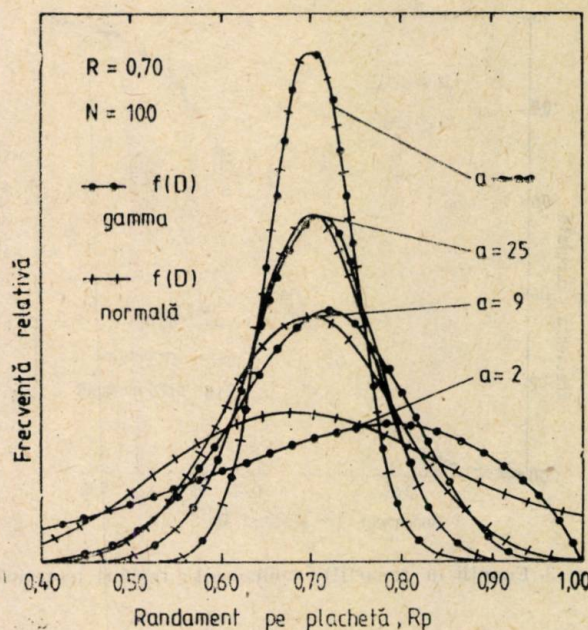


Fig. 1. Densitatea de probabilitate a randamentului.

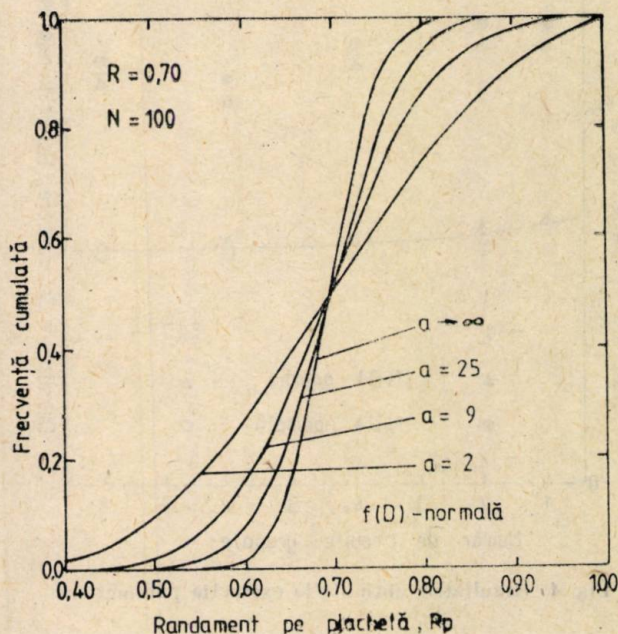


Fig. 2. Funcția de repartiție a randamentului.

gruparea circuitelor. Plachetele de 76 mm aparțin a 6 loturi, procesate într-un interval de aproximativ 3 luni.

Au fost luate în considerație numai circuitele situate în interiorul zonei centrale circulare cu raza de 22 mm, omogenă spațial [3]. Plachetele având această zonă afectată de defecte identificate [3] ca fiind de tip global nu au fost luate în considerație, eliminându-se astfel efectele neomogenităților spațiale și defectelor globale.

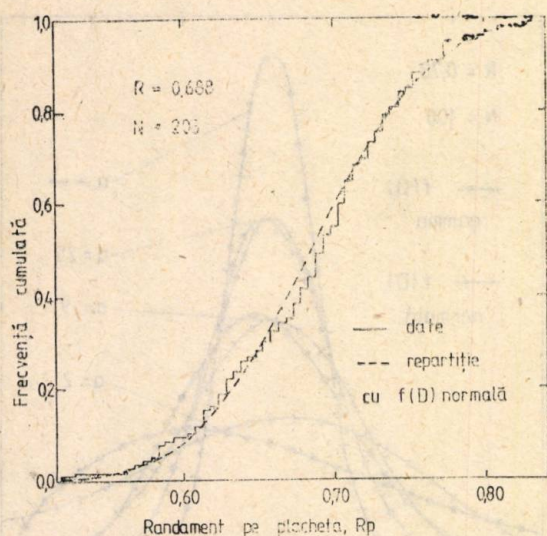


Fig. 3. Funcții de repartiție randament: reală și teoretică.

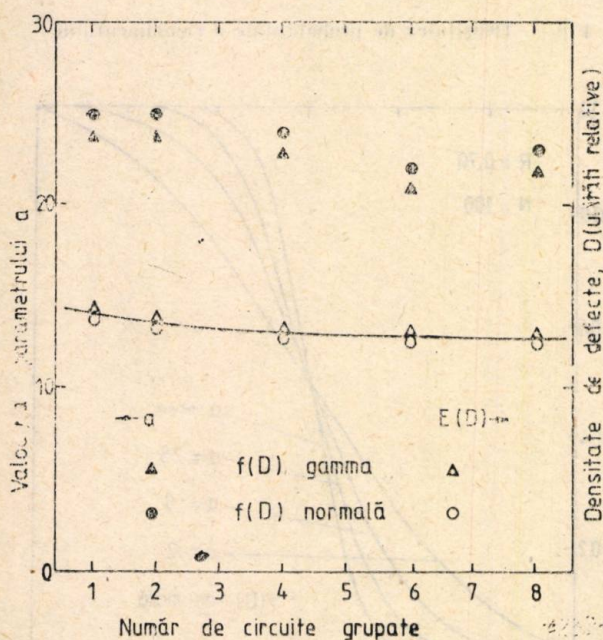


Fig. 4. Rezultatele obținute la extracția parametrilor.

Pe cele 51 de plachete rămase randamentul a fost analizat pentru 5 arii obținute prin gruparea circuitelor cîte 1, 2, 4, 6 și 8. S-au obținut astfel funcții de repartiție ale randamentului de la placetă la placetă care au fost comparate cu cele teoretice (fig. 3) folosind un criteriu pătratic. Valorile obținute pentru parametrii D și a sînt prezentate în figura 4.

Pentru ambele distribuții valorile $E(D)$ și a sînt practic aceleași. Parametrul a este mare

(net peste 20), ceea ce arată că densitatea de defecte are variații mici de la o placetă la alta. Ușoara scădere a lui D cu aria poate fi explicată atît prin tendința de grupare a defectelor, cît și prin imperfecțiunile metodei.

3. Discuție și concluzii

Analizînd fluctuația relativă (abaterea standard raportată la medie) a mărimilor fizice aditive, Landau și Lifșit [4] arată că aceasta descrește proporțional cu inversul rădăcinii pătrate a numărului de factori ce intră în compunerea lor. Ipotezele esențiale sînt independența și ponderea aproximativ egală a factorilor.

O astfel de mărime fizică aditivă este și densitatea totală de defecte, D ca rezultat al acțiunii a M mecanisme de defectare independente (pentru o tehnologie de fabricație tipică M este de ordinul zecilor). Prin definiție, parametrul a este inversul pătratului fluctuației relative a lui D . Dacă considerăm fluctuația relativă a nivelelor (mecanismelor) individuale de defectare aproximativ egală cu unitatea [5], atunci valoarea lui a rezultă a fi aproximativ egală cu numărul mecanismelor de defectare sau de ordinul său de mărime:

$$a \sim M. \quad (15)$$

Întrucît ipotezele independenței și ponderii aproximativ egale a factorilor sînt caracteristice și teoremei limită centrală, rezultă că distribuția în timp a lui D este aproximativ normală. O consecință importantă a acestui fapt este că randamentul este determinat numai de valorile medii ale distribuțiilor $f(D)$ ale mecanismelor individuale și nu de forma acestor distribuții.

Stabilitatea în timp a lui D , reflectată de valorile mari ale lui a , apare oarecum surprinzătoare, întrucît variația lui D a fost considerată ca determinînd concavitatea curbei $\log R - A$, iar a asociat fenomenelor de grupare a defectelor. Analiza îngrijită demonstrează însă contrariul, susținut și de tratarea teoretică care indică pentru a sensul fizic al numărului de mecanisme de defectare.

Bibliografie

- [1] Stapper, C. H. IEEE Trans. Electron. Dev., ED-20, nr. 7, p. 655, Jul. 1973.
- [2] Hu, S. M. Solid-State Electron., vol. 22, nr. 2, p. 205, Feb. 1979.
- [3] Olteanu, D., Iorgulescu, M., Fulga, F. Lucrările CAS — 1989.
- [4] Landau, L. D., Lifșit, E. M. „Fizica statistică”, Ed. Tehnică, Buc. 1988.
- [5] Stapper, C. H. IBM J. Res. Develop., vol. 29, nr. 1, p. 87, Jan. 1985.

CZ 535.8.621.314.5

ANALIZA ȘI PROCESAREA IMAGINI
CONVERSIE A/D

Circuit de corecție a erorilor introduse de camera TV într-un sistem de control automat al măștilor și structurilor de circuite integrate

NIȚĂ CODREANU, FLORIN ROIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă o modalitate originală, care combină tehnica digitală cu cea analogică, pentru corecția neuniformităților semnalului furnizat de camera TV, folosită într-un sistem de analiză și prelucrare a imaginilor măștilor și structurilor de circuite integrate.

1. Problema neuniformităților

În cadrul unui sistem complex, folosit pentru controlul automat al măștilor și structurilor de CI, primele erori care apar sînt generate de imperfecțiunile opto-electrice ale camerei TV. Acestea degradează atât calitatea cit și uniformitatea spațială bidimensională a semnalului rezultat, ducînd la interpretarea greșită a traseelor de pe măștile sau structurile analizate. Astfel, semnalul video se transmite eronat, atât din punct de vedere al nivelului de negru, (componenta de c.c.), cit și al amplitudinii (factorul de câștig), acesta din urmă decrescînd radial din centrul spre marginile tubului videocaptor. Pentru a realiza un sistem de procesare de imagine independent de poziția obiectului vizualizat pe coordonatele $x-y$, erorile camerei TV trebuie minimizate. În acest scop s-au construit circuite corectoare, analogice sau digitale. Cele analogice sînt depășite din cauza driftului, dificultăților în menținerea calibrării, imposibilității autocalibrării. Tehnicile digitale fac apel la circuite de procesare digitală a semnalelor, unele dintre ele fiind construite cu CI dedicate acestui scop (de exemplu circuitul realizat de firma View Engineering, USA, al cărui preț de cost este extrem de ridicat, mai ales datorită componentelor specializate folosite [1]).

Întrucît stocarea și prelucrarea imaginii sînt procese digitale, achiziția inițială a acesteia se face cu ajutorul unui convertor video A/D. Imaginea astfel obținută este memorată în memoria de imagine, de unde este ulterior prelucrată.

2. Circuitul de corecție

Circuitul propus de autori corectează erorile de neuniformitate ale camerei TV prin modificarea referințelor convertorului A/D de intrare în funcție de poziția $x-y$ a spotului pe ecran, astfel încît să se compenseze atât erorile de sensibilitate (referință superioară), cit și cele de offset (referință inferioară), figura 1. Circuitul A/D folosit este de 8 biți, de viteză, de tip paralel și furnizează memoriei de imagine date cuprinse între „0” (pentru nivel de negru), și „FF” (pentru nivel de alb). Factorii de corecție de curent continuu sau de multiplicare sînt determinați ca funcții de x și y în timpul calibrării și stocați în două memorii RAM, una de corecția nivelului de negru (c.c.) și alta pentru corecția nivelului de alb (multiplicativă).

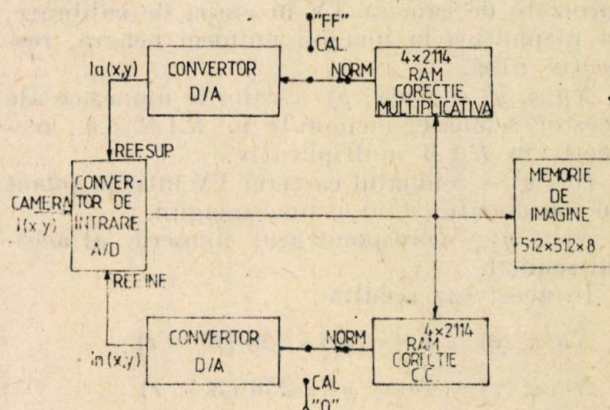


Fig. 1. Circuitul de corecție a erorilor — schema bloc.

În etapa de calibrare ieșirile RAM c.c. sînt nule iar cele ale RAM multiplicativ sînt unitare, căci nu intervine nici o corecție. În prima fază a calibrării camera TV vizualizează o imagine definită ca negru uniform, la care răspunsul convertorului, în mod ideal, ar trebui să fie nul în fiecare punct. Răspunsul real se înregistrează în memoria RAM c.c. În a doua fază a calibrării, camera TV vizualizează o imagine definită ca alb uniform la care răspunsul convertorului ar trebui să fie „FF” în fiecare punct. Răspunsul real se stochează în memoria RAM multiplicativ.

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

După efectuarea calibrării, sistemul se comută în modul de funcționare normală, în care referințele convertorului sînt furnizate de cele două memorii RAM ca funcții $x-y$, după ce sînt trecute prin cite un convertor D/A . Astfel, referința superioară (echivalentul analogic al RAM multiplicativ), va fi de fapt, în fiecare punct, nivelul de alb furnizat în mod real de camera TV în acel punct, respectiv referința inferioară va fi nivelul de negru furnizat în mod real de camera TV în fiecare punct și înregistrat în RAM c.e. în etapa de calibrare. În acest fel, fiecare punct al imaginii va putea avea o „desfășurare” în memoria de imagine cuprinsă între „O” și „FF”.

Se fac următoarele notații, (fig. 2):

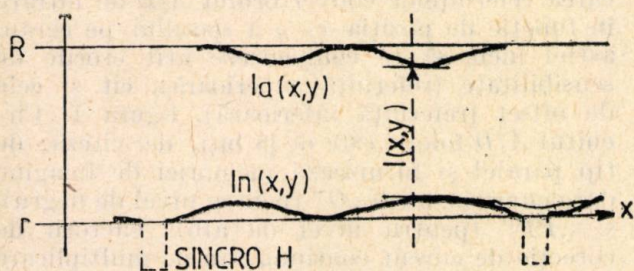


Fig. 2. Diagrama semnalului real furnizat de o cameră TV.

R și r — referințele fixe, superioară, respectiv inferioară ale convertoarelor A/D și D/A .

În (x, y) și $Ia(x, y)$ — semnalele analogice furnizate de camera TV în etapa de calibrare, ca răspunsuri la imagini uniform neagră, respectiv albă.

$Nn(x, y)$ și $Na(x, y)$ — valorile numerice ale acestor semnale, memorate în RAM c.e., respectiv în RAM multiplicativ.

$I(x, y)$ — semnalul camerei TV într-un punct de coordonate (x, y) al unei imagini.

$N(x, y)$ — corespondentul numeric al acestui semnal.

În acest caz rezultă:

$$Nn(x, y) = In(x, y) * 256 / (R - r)$$

$$Na(x, y) = Ia(x, y) * 256 / (R - r)$$

$$N(x, y) = I(x, y) * 256 / |Ia(x, y) - In(x, y)|$$

Astfel, în fiecare punct (x, y) , pentru semnalul analogic $I(x, y)$ furnizat de camera TV rezultă un corespondent digital $N(x, y)$, corectat, memorat în memoria de imagine a sistemului.

Semnalul standard furnizat este de 1 Vv; rezultă că 4 biți sînt suficienți pentru fiecare din cele două RAM (c.e. și multiplicativ), pentru a asigura o corecție a erorilor de pînă 6,25%. Se constată că nu este necesară eșantionarea în fiecare punct a imaginii la calibrare, deoarece evoluția erorilor este lentă, fără salturi bruște. Din această cauză, sînt suficiente doar 64 de eșantionări de-a lungul unei linii TV (1 punct din 8), și doar una din opt linii în cadrul desfășurării pe verticală, deci un total de 4096 de puncte de eșantionare ale unei imagini de $512 * 512$ puncte. Acest lucru se realizează folosind 8 cipuri de memorie de tip 2114, cite 4 pentru fiecare RAM de corecție.

3. Concluzii

În concluzie, autorii lucrării propun un circuit original de corecție a erorilor generate de camera TV într-un sistem complex de analiză și prelucrare a imaginilor măștilor și structurilor de circuite integrate. Acest circuit realizează modificarea, după coordonatele $x-y$, a referințelor convertorului A/D de achiziție a imaginilor furnizate de camera TV, ținînd cont de erorile memorate în etapa de calibrare, astfel încît în memoria de imagine să fie înscrisă o imagine corectată. Prin metoda expusă, posibil de implementat datorită structurii convertorului A/D , se face o mare economie de piese, se evită folosirea componentelor din import specializate și foarte costisitoare (cum ar fi multiplicatoarele digitale de 8×8 biți, procesoarele aritmetice etc.). De asemenea se obține o mare acuratețe a imaginii, necesară în analiza și prelucrarea referitoare mai ales la structuri de CI.

Bibliografie

- [1] Harrison, Nigel, „Video Anomalies”, Rev. Systems International — oct. 1981.

Electronica de pini pentru testarea CI LSI

CRISTIAN ROTARU, NIȚĂ CODREANU* — BUCUREȘTI

BoV

Introducere

Sub numele de electronică de *pini* sint cunoscute circuitele de interfață între unitățile logice ale testerului și circuitul testat. Aceste circuite sint grupate fizic pe cartele destinate fiecărui *pin* al circuitului testat și dispuse radial în jurul soclului de test, pentru a avea trasee cit mai scurte și aceleași condiții de propagare.

1. Funcții în cadrul testerului

Electronica de *pini* îndeplinește trei funcții principale, realizate de circuite distincte: driver, senzor și sarcină activă.

Semnalele logice provenind de la unitățile rapide ale testerului sint adaptate ca nivele de tensiune, impedanță și timp de către driver și aplicate prin intermediul cartelei de tip pe *pinii* de intrare ai circuitului testat.

Driverul poate trece într-o stare de impedanță mare la ieșire. Blocarea și activarea se fac rapid, pentru testarea *pinilor* bidirecționali.

Semnalele furnizate de circuitul testat pe *pinii* de ieșire sint preluate de senzor și comparate cu nivelele de tensiune de referință. Rezultatul comparării este trimis la unitatea de comandă a *pinilor* sub forma unor nivele *ECL*. Senzorul introduce o încărcare neglijabilă pe *pinul* testat.

Circuitul de sarcină activă asigură încărcarea ieșirilor în condițiile prevăzute de planul de testare. Și acest circuit are o stare de impedanță mare, cu comutare rapidă.

2. Descrierea circuitelor

Driverul este format din două comutatoare electronice de curent comandate de semnale *ECL* și două circuite de limitare cu tensiune programabilă. Comutatoarele sint formate dintr-un etaj diferențial *T1*, *T2*, respectiv *T3*, *T4* și cite un tranzistor final *T5*, *T6*. Comanda se face prin semnale complementare date de porți *ECL*, *A*, *B*, *C*, *D*.

Comutatoarele lucrează în antifază, în funcție de semnalul *DATA*, atît timp cit semnalul de control *DRIVE* are nivelul logic zero. Pe nivelul unu, ambele comutatoare sint blocate, dînd starea de impedanță mare.

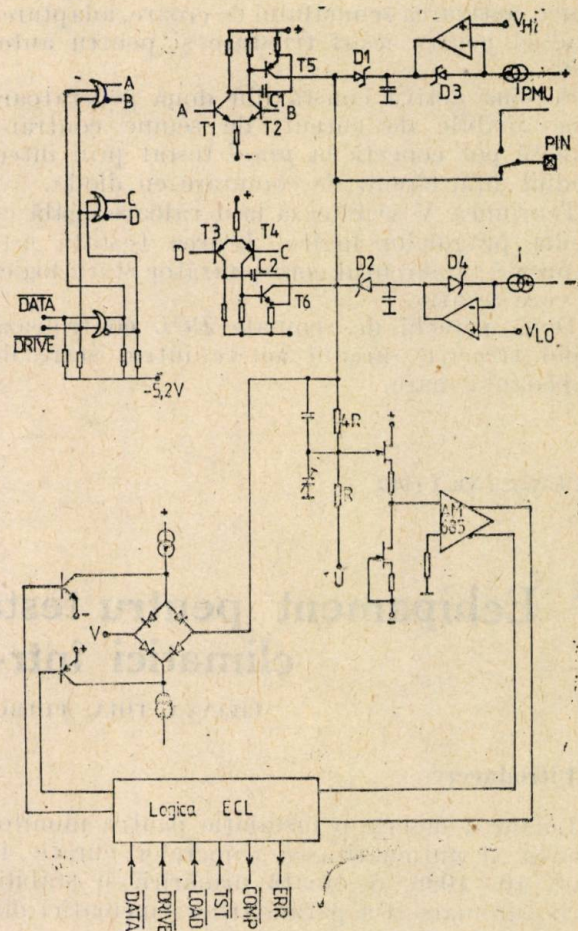


Fig. 1. Schema de principiu a electronicii de pini.

La comutare, încărcarea capacității de la ieșire este ajutată de capacitățile *C1* și *C2*, care în primul moment forțează prin tranzistoarele finale un plus de curent.

La atingerea nivelelor de tensiune programate, se deschid diodele Schottky *D1* sau *D2*. Căderea de tensiune pe diodele de limitare este compensată prin diodele similare *D3* și *D4*, polarizate la curenți egali cu cei de regim staționar ai driverului.

Senzorul se cuplează printr-un atenuator compensat urmat de un repetor cu impedanță mare de intrare.

Pe intrarea repetorului, tensiunea de la *pinul* testat se însumează cu o tensiune programabilă de semn contrar, astfel încît compararea să se facă în jurul valorii zero.

Comparatorul este de tip *AM 685*, cu ieșiri *ECL* complementare.

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

Tensiunea programabilă U este în raport de $-1/4$ cu tensiunea la care se dorește compararea pe *pinul* circuitului testat.

Logica aferentă comparatorului stabilește rezultatul comparării în funcție de starea așteptată a ieșirii testate.

La acest nivel acționează trei semnale de control, care determină momentul comparării logice, activarea semnalului de eroare, adaptarea funcției pentru ieșiri tri-state și pentru auto-test.

Sarcina activă constă din două generatoare programabile de curent, de semne contrare, care se pot conecta la *pinul* testat prin intermediul unui circuit de comutare cu diode.

Tensiunea V se fixează la o valoare egală cu media pragurilor logice. Ieșirea testată este încărcată la curentul corespunzător stării logice în care se află.

Două perechi de semnale *ECL* controlează rapid trecerea sarcinii active într-o stare de impedanță mare.

Date caracteristice:

- domeniul tensiunii de ieșire: $-2V$, $+8V$;
- panta tensiunii de ieșire: $1V/\mu s$, pentru o capacitate totală de $30pF$;
- întârzierea față de semnalul de comandă: $20ns$;
- întârzierea prin comparator: $10ns$;
- timp de blocare sau deblocare a sarcinii active: $25ns$.

3. Concluzii

Electronica de *pini* prezentată îndeplinește funcțiile cerute pentru testarea *CI LSI* la frecvența de $10MHz$, pe baza unor circuite relativ simple, permițând realizarea fizică la dimensiuni mici. Folosește componente disponibile și nu necesită selectarea lor specială, datorită tehnicilor de compensare adoptate.

CZ 658.52 : 538.1 : 697

SISTEM AUTOMAT DE TESTARE
PARAMETRI CLIMATICI
CAMERE CURATE

Echipament pentru testare automată a parametrilor climatici într-o cameră curată

LILIANA TOIA, PETRONELA CERNEA — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea descrie o instalație pentru monitorizarea și automatizarea camerelor curate de clasă 10^{-6} , destinată urmăririi și stabilizării automate și a parametrilor cinematici din incinta tehnologică.

Echipament complex, multiprocesor, este realizat într-o formă modulară și flexibilă pentru a se putea adopta o mare diversitate de configurații, de senzori și de elemente efectoare.

1. Culegerea datelor

Preluarea și prelucrarea semnalelor se efectuează pe două nivele ierarhice. Primul nivel este cel al adaptoarelor de senzori. Semnalul este adus în forma standard de buclă de curent $4-20mA$. Această prelucrare inițială oferă următoarele avantaje:

— flexibilitate a sistemului, semnalul preluat fiind standardizat, indiferent de tipul senzorului respectiv;

— îmbunătățirea preciziei prin extinderea unei porțiuni din domeniul de lucru al senzorului;

— calibrare separată a senzorului cu adaptorul său, fără scoaterea instalației din regimul normal de lucru;

— creșterea imunității la zgomot, adaptorul fiind situat în imediata apropiere a senzorului.

Adaptoarele au configurații specifice pentru fiecare tip de senzor în parte. Au fost proiectate și construite module pentru adaptarea semnalelor preluate de la traductoare de tip termistor, termorezistență, higristor și de la traductorul de temperatură integral $\beta E 155$.

Al doilea nivel, format din modulele funcționale, realizează prelucrarea semnalelor în formă digitală, cu care operează nivelele de control.

Modulul de intrări logice primește semnale de tip logic respectiv intrare în gol sau la $+24V$, de la traductoare sau/și dispozitive de alarmă. Se pot cupla 32 semnale de intrare, citite în grupe de câte 8. La intrare se folosește circuitul specializat *ROB 8089*, alcătuit din patru inversoare cu histerezis. Pe durata citirii, datele sînt memorate în patru registre de 8 biți.

Modulul de intrări analogice și conversie *A/D* de 12 biți realizează trecerea semnalelor analogice standard $4-20mA$ în formă digitală, accesibilă direct microcalculatorului. Cele 32 intrări diferențiale sînt multiplexate al

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

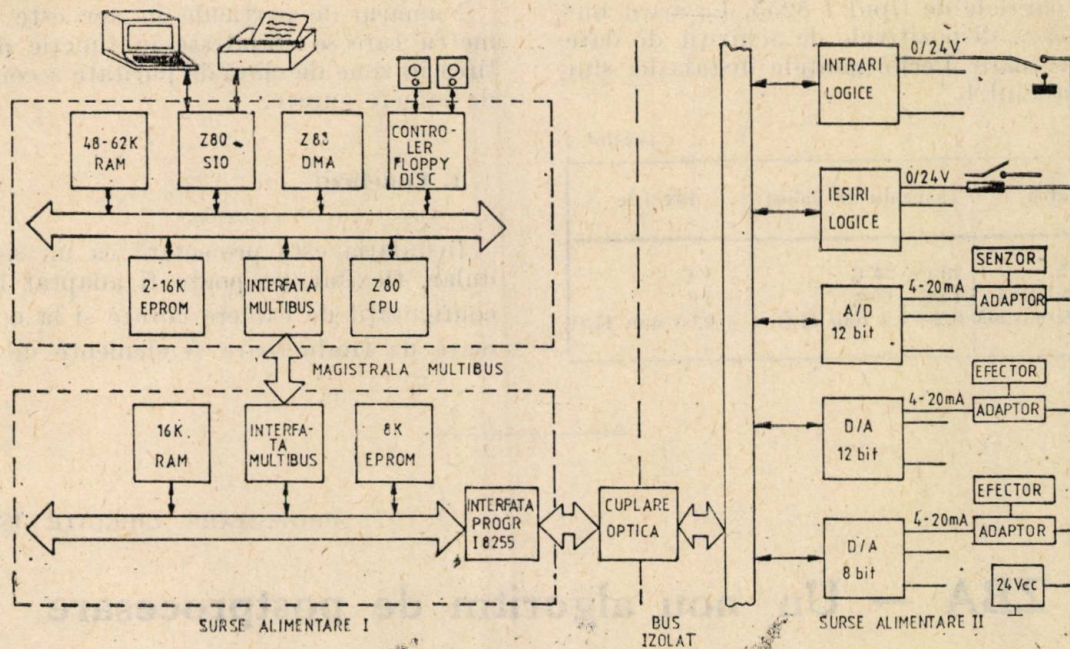


Fig. 1. Schemă-bloc.

intrarea convertorului A/D și citite conform ordinii stabilite prin program. Convertorul A/D a fost implementat cu un convertor D/A K594PA1 (echivalent cu AD562), un registru de aproximări succesive K155IR17 (AM2504), comparatorul TCA520 și oscilatorul de ceas. Oscilatorul funcționează numai pe durata conversiei, fiind controlat de semnalele *START* și *STATUS* prin intermediul unor bistabile. Rezultatul binar al conversiei este memorat în două registre, de unde poate fi citit prin adresări succesive.

Pentru generarea de semnale analogice standard s-au proiectat două variante: cu convertor D/A de 8 biți și cu convertor D/A de 12 biți. Aceste module generează câte 8 linii analogice standard, în bucla de curent, 4–20 mA, programabile, pentru controlul elementelor efectoare. Continuitatea buclelor de curent poate fi verificată de microcalculator prin citirea unui port. Întreruperea uneia dintre ele este semnalizată optic pe panoul modulului. Conversia D/A se realizează cu circuite tip DAC 08 și respectiv K594A1. La ieșiri sunt conectate circuite de tip ROB 8089 care sesizează depășirea tensiunii de 6 V, ceea ce este interpretat de întreruperea buclei de curent.

Comunicația cu modulele funcționale se face pe un bus intern cuplat optic cu microcalculatorul de execuție. Modulul de cuplare optică are rolul de a separa galvanic unitatea de prelucrare a datelor de procesele din incinta tehnologică. Tot acest modul realizează și amplificarea în curent pentru liniile magistralei. Două circuite monostabile asigură temporizările pen-

tru selecție și citire astfel încât să fie acoperite diferențele de întârziere ale semnalelor prin optocuplare.

2. Prelucrarea informației

Funcțiile de conducere procese de stabilizare și urmărire a parametrilor climatici sunt organizate de asemenea pe două nivele: de comandă și de execuție. Principalele funcții ale nivelului de comandă sunt: programare la nivel de utilizator (editare și compilare), prelucrare statistică a datelor, editare de rapoarte privind evoluția parametrilor urmăriți, stocarea informației pe disc, schimb de mesaje cu nivelul de execuție. Microcalculatorul de comandă (MIC-80) este construit cu componente din familia microprocesorului Z80. Modulul este prevăzut cu 16 K memorie EPROM. Memoria RAM ocupă un spațiu de max. 64 kocteți și este prevăzută cu un discriminator de paritate.

Pe cel de-al doilea nivel (de execuție), se realizează prelucrarea primară a datelor, lansarea comenzilor spre modulele funcționale, ceasul de timp real, schimbul de mesaje cu microcalculatorul de comandă. Unitatea de execuție este proiectată tot cu componente din familia microprocesorului Z80 la care s-au atașat 16 K memorie RAM cu port dual și 8 K memorie EPROM, numărătoare programabile, interfețe de comunicație serială și paralelă la dispoziția utilizatorului, o sursă programabilă de tensiune.

Pentru realizarea comunicației cu procesul s-a implementat o magistrală cu ajutorul unei

interfețe paralele de tipul I 8255. La acest bus se conectează dispozitivele de achiziție de date și cele efectoare. Performanțele instalației sînt pătate în tabelul 1.

Tabelul 1

Parametru	Domeniu de valori	Precizie
temperatură	$20^{\circ}\text{C} \div 24^{\circ}\text{C}$	$\pm 1^{\circ}\text{C}$
umiditate relativă	$45\% \div 65\%$	$\pm 1\%$
presiune diferențială	$0,2 \div 1,7 \text{ mm H}_2\text{O}$	$\pm 0,05 \text{ mm H}_2\text{O}$

Numărul de particule în aer este un parametru care se stabilește în funcție de împărțirea în zone de clasă de puritate a complexului de camere curate.

3. Concluzii

Instalația este proiectată ca un sistem modular, flexibil, ce poate fi adaptat la diferite configurații de camere curate și la o varietate mare de traductoare și elemente de execuție.

CZ 621.376

PROIECTARE CIRCUITE INTEGRATE
LAYOUT
MASCĂ

ZBA — Un nou algoritm de postprocesare a Layout-ului

ADRIAN NAȘ, CĂTĂLIN POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Generarea reticulelor, fază intermediară în obținerea măștilor de CI, se realizează în prezent cu două categorii de echipamente, optice și cu fascicul de electroni, fiecare necesitînd o postprocesare specifică, adică împărțirea poligoanelor din layout în figuri elementare ce sînt recunoscute de utilaj. Lucrarea prezintă un nou algoritm dedicat generatoarelor cu fascicul de electroni din familia ZBA.

1. Punerea problemei

Caracteristici layout inițial :

— Poligoanele pot reprezenta suprafețe simple (fig. 1a) sau multiplu conexe (cu ajutorul tăieturilor — fig. 1b).

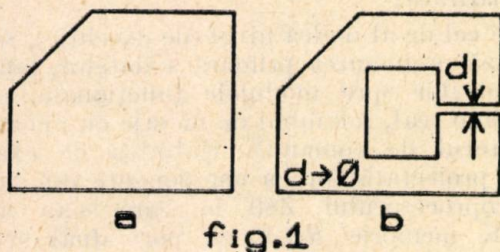


Fig. 1a. Figura conexă.

Fig. 1b. Figura multiplu conexă cu „tăieturi”.

— Poligoanele care compun măștile nu pot avea suprapuneri (dacă acestea există se aplică funcția SAU).

Caracteristici layout postprocesat :

— Generatorul cu fascicul de electroni are două tipuri de cîmpuri de lucru : AF (formă pătrată cu dimensiunea laturii definibilă prin program) și TAF (subcîmp pătrat în componența AF-ului, avînd latura 1/16 din latura acestuia).

— Singurele poligoane admise sînt dreptunghiurile și triunghiurile dreptunghice isoscele cu laturile, respectiv catetele, orizontale și verticale. Fiecare dintre ele trebuie să se înscrie într-un singur TAF. Nu se admit suprapuneri.

2. Aspecte teoretice

Se lucrează cu poligoane orientate trigonometric ; cele orientate invers se detectează pe baza propoziției 1 și se reorientează. Un poligon orientat este complet determinat de segmentele sale verticale și oblice orientate. Segmentele orizontale sînt ignorate de algoritm. Un segment e determinat de coordonatele extremităților (x_l, y_l), (x_u, y_u) și sensul de parcurgere. Se notează cu SJ și SS segmentele orientate în jos, respectiv în sus. În funcție de sens, un segment împarte planul în două semiplane (stîng și drept). Zona interioară dintr-o figură, aflată în proximitatea unui segment se numește zonă interioară adiacentă acestuia (ZIA).

* Întreprinderea Microelectronica — București.

DEFINIȚIA 1. Fie un poligon orientat. Sensul său este trigonometric dacă segmentele ce îl compun (indiferent care dintre ele) au ZIA în semiplanul din stînga (fig. 2).

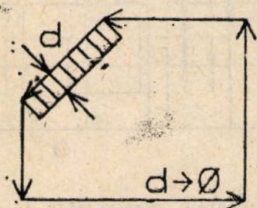


Fig. 2. Zona interioară adiacentă unui segment.

PROPOZIȚIA 1. Fie un poligon orientat. Se detectează segmentul cel mai din stînga. Poligonul este orientat trigonometric dacă acesta este SJ și invers dacă este SS (fig. 3).

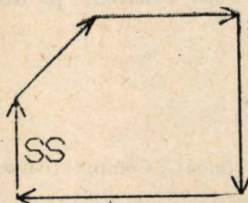


Fig. 3. Poligon orientat invers trigonometric.

JUSTIFICARE. Dacă segmentul este SJ, rezultă ZIA în semiplanul stîng, deci sens trigonometric, altfel sens invers.

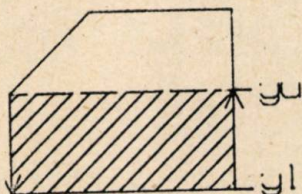


Fig. 4. Zona interioară figurii.

PROPOZIȚIA 2. Fie două segmente succesive SJ și SS (fig. 4), cu aceleași coordonate y_l și y_u . Zona dintre ele este interioară figurii determinate de poligonul din care fac parte

JUSTIFICARE. Poligonul fiind orientat, trigonometric, ZIA este în semiplanul stîng al fiecărui segment, deci zona dintre segmente este interioară figurii.

PROPOZIȚIA 3. Fie două segmente SJ, SS succesive cu aceleași coordonate y_l , y_u . Între



Fig. 5. Zona interioară cu segmente intermediare.

ele se introduce o pereche SS1, SJ1 suprapuse cu aceiași y_l și y_u ca perechea precedentă. Zona dintre segmentele inițiale rămîne neschimbată (fig. 5).

JUSTIFICARE. Conform propoziției 2, zonele SJ—SS1 și SJ—SS sînt în interiorul figurii și reunirea lor este zona SJ—SS.

DEFINIȚIA 2. Fișia orizontală (FOZ) este zona în care toate segmentele au aceleași coordonate y_l , y_u .

PROPOZIȚIA 4. Se sortează de la stînga la dreapta segmentele din FOZ. Sensurile segmentelor alternează; primul este SJ, următorul SS etc. (fig. 6).

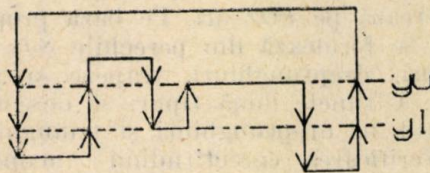


Fig. 6. Fișie orizontală.

JUSTIFICARE. Conform definiției 1, ZIA primului segment este în semiplanul stîng, deci este SJ, al doilea este constrîns să aibă ZIA tot în semiplanul stîng, deci este SS. Se continuă raționamentul pentru următoarele perechi.

DEFINIȚIA 3. Prin fișie — AF se înțelege zona avînd ca limite drepte de coordonate $y = y_0$ și $y = y_0 + 1af$, unde $1af$ este latura AF-ului definită prin program. Aceasta conține segmentele cu $y_l \geq y_0$ și $y_u \leq y_0 + 1af$.

3. Prezentarea algoritmului

Prelucrarea unei măști se face figură cu figură. Etape :

— Orientarea trigonometrică a figurii (dacă este cazul). Detectarea sensului se face pe baza propoziției 1.

— Descompunerea figurii în SJ și SS (fig. 7a).

— Crearea de fișii — AF. Segmentele pentru care $(y_u - y_l) > 1af$ sînt divizate (fig. 7b).

— Împărțirea segmentelor din fișiile — AF încît fiecare segment rezultat să fie inclus într-un singur TAF (fig. 7c). Conform propoziției 2 interiorul figurii este determinat.

— Introducerea în FOZ-uri, între două segmente consecutive SJ, SS a perechilor SS1, SJ1, pe granițele dintre TAF-uri. Operația se bazează pe propoziția 3 (fig. 7d).

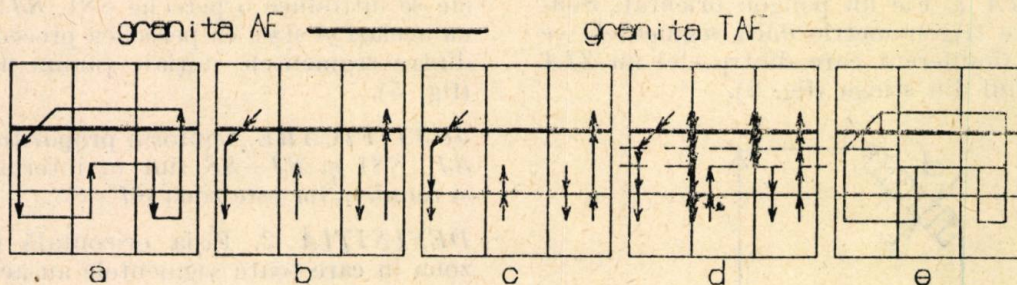


Fig. 7 a. Descompunerea figurii în SJ și SS; b. crearea de fișii-AF; c. fragmentarea segmentelor la nivel de TAF; d. introducerea perechilor intermediare; e. extragerea figurilor elementare.

— Construirea figurilor elementare în fiecare TAF din segmentele deja obținute (fig. 7e). Se lucrează pe FOZ-uri. Pe baza propozițiilor 2 și 4 se formează din perechile SJ—SS, triunghiuri, dreptunghiuri, trapeze și paralelograme. Ultimele două tipuri se descompun în final tot în dreptunghiuri și triunghiuri.

— Verificarea corectitudinii acoperirii figurii inițiale cu figuri elementare: aplicarea funcției SAU pe mulțimea figurilor elementare și compararea figurii astfel rezultate cu figura inițială.

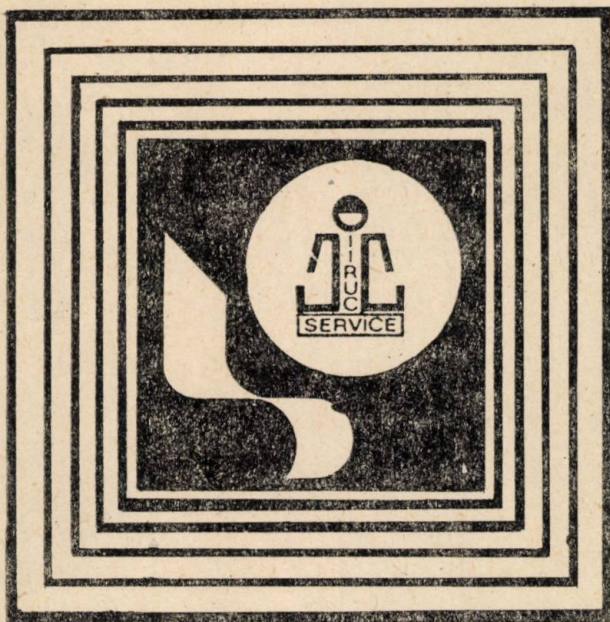
4. Concluzii

Programul realizat pe baza acestui algoritim reduce durata postprocesării layout-ului de 20—30 de ori. Maska de metal a unui circuit

cu 3400 de tranzistoare este rezolvată în circa 3200 s CPU iar toate măștile în 7100 s CPU. Pentru circuitele mici durata prelucrării poate să scadă până la 1200 s CPU pe toate măștile. Aceste rulări s-au realizat pe un minicalculator de 32 de biți.

Bibliografie

- [1] Jeffrey, D. Ullman. „Computational aspects of VLSI”, Computer Science Press, 1984.
- [2] Yen-Son Huang, Shu-Park Chan, „A Graph-Theoretic Approach to the IC Layout Resizing Problem”, în IEEE Transactions on Circuit and Systems, may, 1980.
- [3] Naș, Adrian, Popescu, Cătălin, Liță, Mihai, Profeta, Horia, „PG-Pachet de programe de postprocesare a layout-ului”, Lucrările C.A.S. 1988.



IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreținerea
și Repararea Utilajelor de Calcul
și de Electronică Profesională

București — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat ființă în 1968, în București.

Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:

- comandă numerică pentru mașini-unelte
- sisteme și minisisteme de calcul
- instrumente electronice de analiză și măsură
- automate de dirijarea circulației
- televiziune în circuit închis
- radiotelefoane
- aparatură medicală
- diverse alte echipamente

În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :

- întreținerea preventivă periodică
- intervenții la cerere la sediul beneficiarului
- reparații și recondiționări în laboratoare proprii
- instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.

Aceste servicii sînt oferite atât utilizatorilor, cît și producătorilor români sau străini, în România sau pe terțe piețe.

11 SECȚII

DE PRODUCȚIE

— 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deține contracte de service cu mai mult de 16.000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350.000 de unități fizice.

Mai mult decît atât, acest parc se caracterizează prin existența a aproximativ 1.000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenți.

Pentru a răspunde acestor cerințe, ne-am structurat activitatea pe 11 secții de producție coordonate prin Sediul Central din București.

Secții naționale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme și minisisteme de calcul cu utilizare generală
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secții teritoriale pentru service generalizat

- S 03 — BUCUREȘTI
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- S 07 — OLTEANIA
— Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- S 08 — BANAT
— Piața 700, Timișoara/România, tel. : 961/3.45.26
- S 09 — TRANSILVANIA-NORD
— Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- S 10 — TRANSILVANIA-SUD
— Str. Traian nr. 34, Brașov/România, tel. : 921/3.09.37
- S 11 — MOLDOVA
— Str. Republicii, Iași/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- S 12 — MUNTENIA
— Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, București/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- S 13 — DOBROGEA
— Str. Poporului nr. 121, Constanța/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

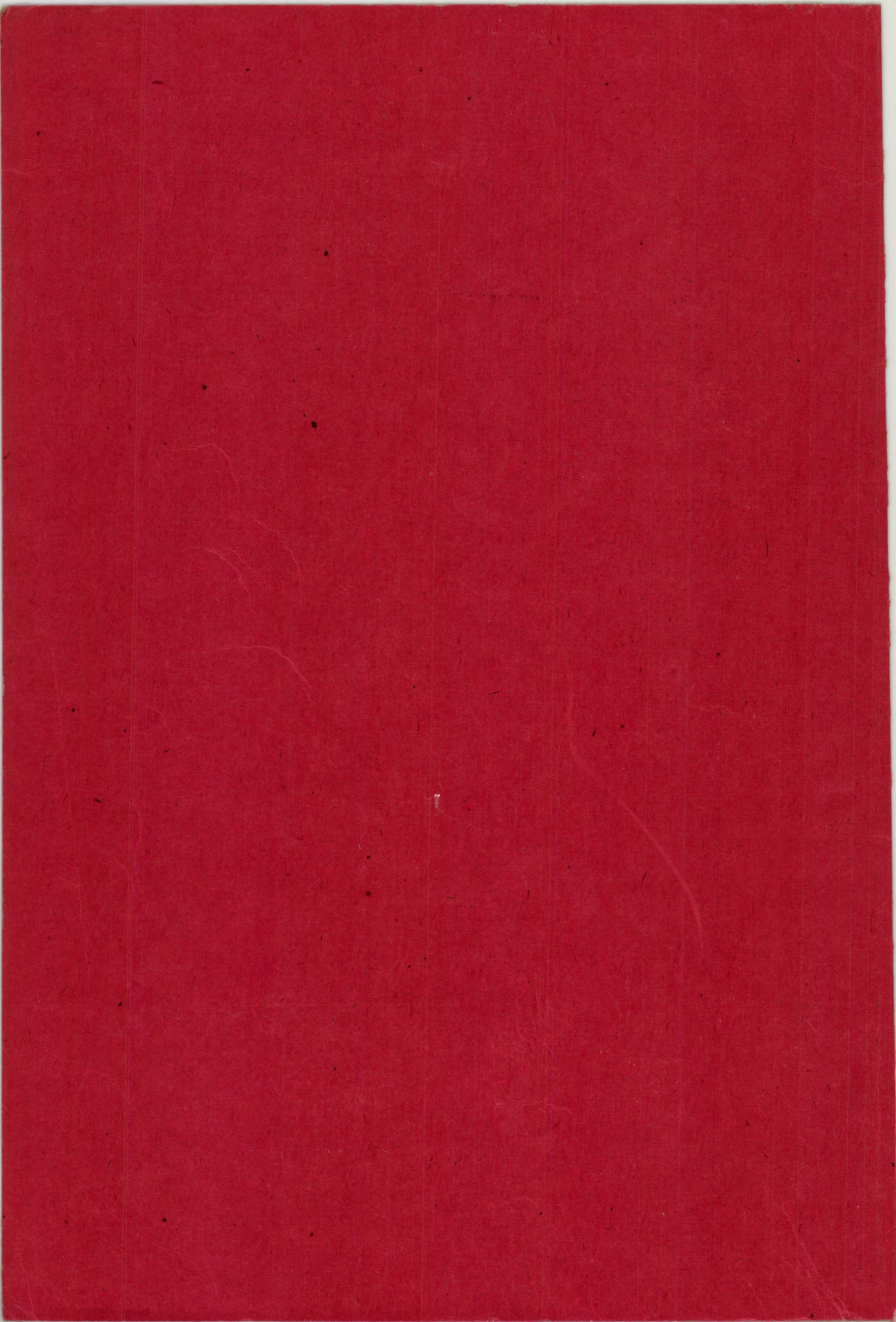
Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la redacția revistei București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata

abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii Rompresfilatelă — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66, P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26.

Tiparul :
Întreprinderea Poligrafică UNIVERSUL
București, str. Brezoianu nr. 23-25, cd. 2226

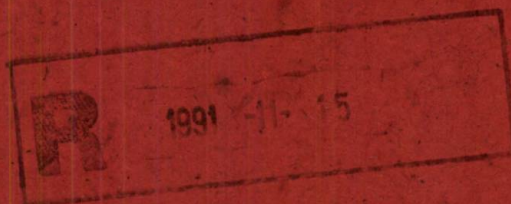




E 2040

ETE

REVISTA



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 34 • NR. 4 • DECEMBRIE 1990



I.I.R.U.C. — S.A. — București, Bdul Di-
trie Pompei nr. 6 sector 2, cod 72236 ;
882070 ; telex 11716 R

OFERĂ : tehnică de birou, faxuri, copia-
toare, PC compatibile IBM, servicii soft
și hard în garanție și postgaranție, instru-
ire personal, consultanță, configurări etc.

STAȚIE AT (Baby)

- 80286—12, 80286—16, 80386 SX-16 sau 80386—CPU
- Soclu pentru : 80287 sau 80387 SX sau 80387 sau W 3167 FCPU
- Bios
- Memorie 1 Mb (expandabilă pînă la 4/8/16 Mb)
- Interfețe : 2 seriale, 1 paralelă
- Conectori pentru extensie pe magistrală de 8/16 bit
- Interfața hard disk drive MEM sau AT
- Opțiuni monitor video MGA, EGA, VGA
- Floppy disk de 1,2 Mb sau/și 1,44 Mb

PREȚURI AVANTAJOASE ÎN LEI SOLUȚIE STAȚIE CENTRALĂ (SERVER)

- 80386—20 ; 80386—25C ; 80386—33G sau 80486—25CPU
 - Soclu pentru 80387 sau W 3167 FCPU
 - Bios
 - Memorie 4 Mb (expandabilă pînă la 8/16/256 Mb)
 - Interfețe : 2 seriale, 1 paralelă
 - Conectori pentru extensie pe magistrală de 8/16/32 bit
 - Interfața de hard disk drive ESDI sau SCSI (opțiuni pentru controller cache)
 - Floppy disk de 1,2 Mb sau/și 1,44 Mb
 - Hard disk opțional de la 80 Mb pînă la 2,4 Gb. Rata de transfer pentru hard disk de la 10 Mb/s. Timpul mediu de acces la hard disk de la 28 ms pînă la 0,5 ms.
 - Opțiuni monitor video : MGA, ECA, VGA
 - Hard disk opțional de la 20 Mb pînă la 320 Mb Mb.
- TIPURI REȚELE = Novell = Banyan VINES
STRUCTURI DE REȚELE

(Configurații) :

- Arcnet (2,5 Mb/s)
- Ethernet (10 Mb/s)
- FDDI (fibră optică 100 Mb/s)

STAȚIE DE BAZĂ

- 80286—12 sau 80386 SX — 16 CPU
- Soclu pentru 80287 sau 80387 SX FCPU
- Set cipuri de bază Texas Instruments
- Bios AMI
- Memorie 1 Mb (expandabilă pînă la 4 Mb)
- Interfețe : 2 seriale, 1 paralelă și 1 pentru jocuri
- Conectori pentru extensie pe magistrală de 2X8X16 bit
- Opțiuni monitor video : MGA, EGA, VGA
- Floppy disk cu controller încorporat
- Hard disk cu interfață AT și controller încorporate
- Dimensiuni : 304X330X37 mm
- Opțional floppy disk de 3,5" și 1,44 Mb
- Opțional hard disk de 40 MB

RELATII — în București la telefoanele
88 60 65 (direct) sau 88 20 70, 87 45 42, 87 21 36
(centrale) interioare 253 și 103 iar în teritoriu
la toate filialele I.I.R.U.C. — S.A.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 34

Nr. 4

decembrie 1990

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CIRCUITE INTEGRATE OXIGEN GETTERARE

Veron, A.: Procedee de precipitare continuă a oxigenului interstițial în procesarea circuitelor integrate bipolare.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 131

În lucrare sunt prezentate rezultatele unui studiu de optimizare a secvenței de tratamente termice din fazele inițiale ale procesului standard de realizare a circuitelor integrate bipolare în scopul asigurării precipitării continue a oxigenului interstițial pe întreaga durată a procesului. Sunt selectate acele tratamente preliminare și procedee de realizare a oxizilor de mascare, care evită redizolvarea oxigenului în cursul etapei de predifuzie/difuzie a stratului îngropat. Concluziile detașate permit accentuarea efectelor de getterare intrinsecă și implicit reducerea densității de defecte în stratul epitaxial.

FLUOBORAT—ALBASTRU DE METILEN SPECTROFOTOMETRU ABSORBANTA

Loghin, V. ș.a.: Determinarea colorimetrică a borului din stiele borosilicatice (BSG) și borofosilicatice (BPSG).

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 133

Lucrarea prezintă o metodă colorimetrică de dozare a borului sub formă de complex fluoborat—albastru de metilen extras în 1,2—dicloretan a cărui absorbantă a fost măsurată la lungimea de undă de 656 nm.

CAPACITOR CU PROFIL RAMPA DE OXID SARCINA FIXĂ DIN OXID DEPUȘ — CVD DIODA SCHOTTKY — VEHICUL TEST

Bădilă, M. ș.a.: Determinarea sarcinii din oxid folosind dioda Schottky cu profil rampa de oxid (DS—PRO) ca vehicul test.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 134

Lucrarea prezintă o formulă analitică pentru calculul capacității prezentate de terminația în rampă de oxid utilizată la fabricarea de diode Schottky. Valoarea sarcinii oxidului este determinată ca parametru de superpoziție (pe baza unui algoritm numeric) cu o precizie dorită a curbei teoretice $C-V$ pe cea determinată experimental.

BLOC INTEGRAT MIXER DE SEMNAL TEHNOLOGIE MICROSTRIP

Buiculescu, V. ș.a.: Bloc integrat pentru microunde în banda S.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 137

Pentru modernizarea receptoarelor de radiolocație de bandă S, s-a proiectat și construit un bloc integrat care realizează schimbarea de frecvență atât pentru semnalul care poartă informația de radiolocație cit și pentru controlul automat al frecvenței oscilatorului local.

Executat în tehnologie microstrip, blocul integrat prezintă un factor de zgomot (SSB) de max 11 dB.

FOTODIODA PE SILICIU DIFUZIE DE ARSEN ULTRAVIOLET

Purica, M. ș.a.: Fotodiodă pe siliciu cu răspuns sporit în domeniul ultraviolet.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 138

Lucrarea se referă la realizarea unei fotodiode pe siliciu de tipul n^+p , prin difuzie de arsen (As) cu răspuns spectral extins în domeniul ultraviolet, prezentind o responsivitate, $R = 0,09$ A/W pentru λ_e (200—350) nm.

MODEL ANALITIC BIDIMENSIONAL CELULA SOLARĂ INTERDIGITATĂ CARACTERISTICA I—V

Căldăraru, F. ș.a.: Modelul bidimensional pentru celula solară interdigitată.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 140

Lucrarea propune un model bidimensional analitic pentru caracteristica I—V a celulei solare interdigitate. Se arată că tratarea unidimensională nu poate fi utilizată pentru acest tip de celulă solară. Pe baza modelului dezvoltat s-a pus în evidență dependența curentului de generare de parametrii tehnologici și geometrici. Verificarea caracteristicii I—V pe date experimentale proprii și din literatură demonstrează corectitudinea modelului.

FOTODETECTOR INTEGRAT RESPONSIVITATE

Căldăraru, M. ș.a.: Efectul iluminării tuturor elementelor schemei asupra funcționării fotodetecatoarelor integrate monolitice.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 143

Lucrarea studiază efectul iluminării asupra componentelor schemei care nu au rol de detecție. Sunt determinate principalele elemente parazite active optic și contribuția acestora la fotocurenți pentru două fotodetecatoare integrate realizate — ROL 163 și ROL 165. Pe baza schemei echivalente care include și elementele parazite optic s-a calculat responsivitatea totală. S-a evidențiat efectul iluminării tuturor elementelor schemei asupra parametrilor optoelectronici ai dispozitivului atât pe baza modelului teoretic cit și a rezultatelor experimentale.

COMUTATOR ANALOGIC CMOS MULTIPLEXOR ANALOGIC MEMORIE DE CONTROL TRANSLATOR DE NIVEL

Giuroiu, H. ș.a.: Matrice de comutatoare analogice cu memorie de control MMC 355, MMC 356.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 145

În lucrare sunt descrise două circuite CMOS care integrează 64 comutatoare analogice cu rezistență scăzută în conducție, organizate matricial, cu memorie de control încorporată, destinate a fi utilizate în principal în centralele telefonice electronice.

FASCICUL OPTIC UTIL
MĂSURARE PRECISĂ
COMPENSARE AUTOMATĂ A LUMINII AMBIANTE

Smeu, E. : Preamplificator pentru fotocelulă cu compensare automată a luminii ambiante.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 146

Este prezentat un circuit original care permite măsurători de înaltă rezoluție ale intensității unui fascicul optic util în prezența luminii ambiante de nivel normal, chiar dacă prezintă fluctuații destul de rapide. Traductorul este o fotocelulă de arie mare.

CONVERSIE
12 BIȚI
PC/XT/AT
MĂSURĂTORI

Trișcă-Rusu, C. : Unitate de conversie analog digitală pentru sisteme PC/XT/AT.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 148

Se prezintă realizarea unui modul de conversie analog-digitală de 12 biți, pe magistrala sistemului IBM PC/XT/AT, pentru utilizarea în măsurători de laborator.

PLACHETĂ
PLANEITATE
INTERFEROMETRIE

Ștefănescu, E. ș. a. : Determinarea parametrilor de planeitate a plachetelor de siliciu.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 150

Se prezintă un algoritm de calcul al parametrilor de planeitate utilizați pentru caracterizarea prin interferometrie a plachetelor semiconductoare în tehnologia de fabricație a acestora. Față de alte metode de măsură similare, metoda propusă necesită un volum de informație prelucrată mult mai mic, fiind în același timp suficient de precisă.

CURĂȚIRE MEGASONICĂ
CAVITAȚIE
INCINTA EMITĂTOARE
UNDA MEGASONICĂ

Rîslea, I. ș. a. : Instalație de curățire megasonică.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 153

S-a realizat o instalație de curățire cu radiații megasonice, care folosește energie ultrasonoră de frecvență ridicată ($0,8 \div 1$ MHz). Procesul este eficient pentru îndepărtarea particulelor mai mici de $0,3 \mu\text{m}$ diametru, filme subțiri organice și multe impurități ionice. Procedeul se aplică la spălarea produselor din microelectronică (plachete de siliciu, măști foto), mecanică fină (piese din mecanismele ceasurilor de mână).

PARAMETRII DE FIABILITATE
ÎMBĂTRÂNIRE ACCELERATĂ
BANCA DE DATE

Tazlăuanu, M. ș. a. : Program pentru preluarea datelor de fiabilitate.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 155

Este prezentat un program numeric destinat determinării, pe baze experimentale, a parametrilor statistici de fiabilitate, proiectării programelor de încercări de fiabilitate și stocării datelor într-o bancă de date. Prelucrările statistice ale datelor sînt realizate secvențial, prin dialog interactiv între program și utilizator pe baza unor algoritmi graf-numerici. Exemplificarea utilizării programului numeric este realizată pentru predicția fezabilității unor programe de sortare prin îmbătrânire accelerată.

ÎNGUSTAREA BENZII INTERZISE
SIMULAREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE
CONCENTRAȚIE INTRINSECĂ EFECTIVĂ

Antoniu, G. ș. a. : Influența modelelor de îngustare a benzii interzise asupra calculului lui β și I_T .

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 157

Lucrarea prezintă rezultate comparative ce se obțin pentru β și I_T în cazul unui tranzistor bipolar utilizînd diferite modele pentru îngustarea benzii interzise.

ANALIZA ELECTROTHERMICĂ
HETEROJONCȚIUNE

Neagu, V. ș. a. : Analiza electrotermică a tranzistoarelor bipolare de putere cu heterojuncțiuni.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 161

Lucrarea dezvoltă un model teoretic detaliat de analiză electrotermică a tranzistoarelor bipolare cu heterojuncțiuni. A fost definită analitic o rezistență termică distribuită, în vederea studierii tridimensionale a structurii semiconductoare. Rezultatele prezintă temperaturile joncțiunilor, capacitatea de putere, factorii care determină instabilitatea termică, și metodele de optimizare a geometriei dispozitivelor.

NUMĂR NELIMITAT DE DECIZII CORECTE
MEMORIE CONEXĂ SIMPLIFICATĂ
TABELUL DE TRANSLAȚIE TLB SI LRU

Drăghici, Fl. : Unități de management al memoriei — o nouă structură pentru LRU.

E.E.A. — Automatica și electronica 34, nr. 4, decembrie 1990, p. 163

Lucrarea prezintă un nou principiu de realizare al circuitului pentru LRU (Least Recently Used) din cadrul unei Unități de Management al Memoriei (MMU). Acest nou circuit pentru LRU asigură decizii corecte pentru un număr nelimitat de accese la memorie față de cele existente ce nu asigurau acest lucru. Noul circuit se bazează pe o memorie cache de 2 k locații X 30 biți care are și facilitățile unei memorii conexă simplificată și în care se găsește tot tabelul de translație a adreselor.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNĂ ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEONIGA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUT ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPĂN, ing. I. ILIEȘCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOGANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STĂNCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNĂȘESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : GABRIELA MIRCAN

CONTENTS

INTEGRATED CIRCUITS OXYGEN GETTERING

Veron A.: Methods for the interstitial oxygen continuous precipitation within the bipolar integrated circuit processing.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 131

The paper presents the results of a study concerning the optimization of the thermal treatment sequence in the initial stages of the standard process for the bipolar integrated circuit manufacturing with a view to ensuring the interstitial oxygen continuous precipitation throughout the process. There are selected those preliminary treatments and methods for obtaining the masking oxides which avoid the oxygen redissolution within the stage of the embedded layer prediffusion/diffusion. The conclusions enable the accentuation of the intrinsic gettering effects and implicitly, the reduction of the fault number within the epitaxial layer.

FLUOBORATE — METHYLENE BLUE SPECTROPHOTOMETER ABSORBANCE

Loghiu, V. a. o.: Colourimetric determination of the boron in the borosilicate (BSG) and borophosphosilicate (BPSG) glasses.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 133

The paper presents a colourimetric method for the boron dosage in the shape of the fluoborate — methylene blue complex, extracted in 1/2 — dichloroethane whose absorbance was measured at a wavelength of 656 nm.

OXIDE RAMP PROFILE CONDENSER DEPOSITED OXIDE FIXED LOAD BY CVD SCHOTTKY DIODE — TEST CAR

Bădilă, M. a. o.: Determination of the oxide load by using the Schottky diode with an oxide ramp profile (DS-PRO) as a test car.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 134

The paper presents an analytical formula for the computation of the capacitance presented by the oxide ramp ending used for the Schottky diode manufacturing.

The value of the oxide load is determined as a superposition parameter (based on a numerical algorithm) with an accuracy of the theoretical curve $C-V$ as compared to the experimentally determined one.

INTEGRATED BLOCK SIGNAL MIXER MICROSTRIP TECHNOLOGY

Buiculescu, V. a. o.: Integrated block for the S band microwaves.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 137

In order to update the S band radiolocation receivers there has been designed and manufactured an integrated block which performs the frequency change both for the signal that carries the radiolocation information and for the automatic control of the local oscillator frequency.

Manufactured through the microstrip technology, the integrated block has a noise factor (SSB) of 11 dB maximum.

SILICON PHOTODIODE ARSENIC DIFFUSION ULTRAVIOLET

Purica, M. a. o.: Silicon photodiode with a response extended in the ultraviolet field.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 138

The paper presents the development of a silicon photodiode of the type n^+p through an arsenic diffusion (As) with a spectral response extended in the ultraviolet field having a responsiveness $R = 0.09 \text{ A/W}$ for $\lambda \in (200-350) \text{ nm}$.

2D ANALYTICAL MODEL INTERLINKED SOLAR CELL I-V CHARACTERISTIC

Căldăraru, F. a. o.: The 2D model for the interlinked solar cell.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 140

The paper suggests a 2D analytical model for the I-V characteristic of the interlinked solar cell.

The paper shows that the unidimensional approach cannot be applied to this type of solar cell. Based on an enlarged model, the dependence of the generation current on the technological and geometrical parameters has been emphasized. The check of the I-V characteristic based on the experimental and reference data stresses the model accuracy.

INTEGRATED PHOTODETECTOR RESPONSIVENESS

Căldăraru, M. a. o.: The effect of all diagram component lighting on the operation of the monolithically integrated photodetectors.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 143

The paper studies the effect of lighting on the diagram components which do not have a detection role. The main, parasitic, optically active components and their contribution to the photocurrents for two manufactured integrated photodetectors ROL 163 and ROL 165 are determined. Based on the equivalent diagram which also includes the optically parasitic components, the total responsiveness was computed. The effect of all diagram component lighting on the device optoelectronic parameters was emphasized based both on the theoretical model and the experimental results.

CMOS ANALOGICAL SWITCH ANALOGICAL MULTIPLEXER CONTROL MEMORY LEVEL TRANSLATOR

Giuroiu, H. a. o.: Matrix of control memory analogical switches of the types MMC 355, MMC 356.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 145

The paper presents two CMOS circuits which integrate 64 analogical switches with low conduction resistance and matrix organization, with incorporated control memory, designed for their application mainly in the electronic telephone exchange.

USEFUL OPTICAL BEAM ACCURATE MEASUREMENT AMBIENT LIGHTING AUTOMATIC BALANCING Smeu, E.: Pre-amplifier for ambient lighting automatic balancing photocell.

E.E.A. — *Automatice și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 143

The paper presents an original circuit that enables high resolution measurements of a useful optical beam intensity in the presence of the normal level ambient light, even if it allows rapid enough fluctuations. The transducer is a large area photocell.

CONVERSION
12 BIT
PC/XT/AT
MEASUREMENTS

Trișcă-Rusu, C.: Analog-to-digital conversion unit for PC/XT/AT systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 148

The paper presents the development of a 12 bit analog-to-digital conversion module, on the IBM PC/XT/AT system bus, used for the laboratory measurements.

WAFER
SMOOTHNESS
INTERFEROMETRY

Ștefănescu, E. a. o.: Determination of the silicon wafer smoothness parameters.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4 December 1990, p. 150

The paper presents a computation algorithm for the smoothness parameters used for the interferometry characterization of the semiconductor wafers within their manufacturing technology. In comparison with other similar measurement methods, the suggested one requires a much smaller volume of processed information, at the same time being accurate enough.

MEGASONIC CLEANING
CAVITATION
EMITTING ENCLOSURE
MEGASONIC WAVE

Ristea, I. a. o.: Megasonic cleaning equipment.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 153

There has been manufactured a megasonic radiation cleaning installation which uses high frequency ultrasonic energy ($0,8 \div 1$ MHz). The process is efficient for the removal of the particles with a diameter smaller than $0,3 \mu\text{m}$, of the organic thin films, as well as of many ionic impurities. The process is applied to the microelectronics product cleaning (silicon wafers, masks) and also to the fine mechanics products (components of the watch mechanisms).

RELIABILITY PARAMETERS
ACCELERATED AGEING
DATA BANK

Tăzlăuanu, M. a. o.: Program for the reliability data processing.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 155

The paper presents a numerical program meant to determine, on an experimental basis, the reliability statistical parameters, to design the reliability testing programs and to store data into a data bank. The data statistical processings are sequentially performed, through a conversational regime between the program and the user based on some graph-numerical algorithms. The numerical program application is necessary for the prediction of some sorting program feasibility through an accelerated ageing.

FORBIDDEN REGION NARROWING
SEMICONDUCTOR DEVICE SIMULATION
INTRINSIC EFFECTIVE CONCENTRATION

Antoniu, G. a. o.: The influence of the forbidden region narrowing models on the computation of β and f_T .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 157

The paper presents some comparative results obtained for β and f_T in case of a bipolar transistor, making use of various models for the forbidden region narrowing.

ELECTROTHERMAL ANALYSIS
HETEROJUNCTION

Neagu, V. a. o.: The electrothermal analysis of the heterojunction power bipolar transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 161

The paper presents a detailed theoretical model for an electrothermal analysis of the heterojunction bipolar transistors. A distributed thermal analysis was analytically defined, with a view to a 3-D studying of the semiconductor structure. The results present the junction temperatures, the power capability, the factors which determine the thermal instability, as well as the optimization methods of the device geometry.

UNLIMITED NUMBER OF CORRECT DECISIONS
SIMPLIFIED CONNECTED MEMORY
TLB AND LRU TRANSLATION TABLE

Drăghiei, Fl.: Memory management units — a new structure for LRU.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, December 1990, p. 163

The paper presents a new circuit realization principle for LRU (Least Recently Used) within one Memory Management Unit (MMU). This new circuit for LRU ensures correct decisions for an unlimited number of memory accesses as compared to the existing ones which did not provide for that. The new circuit is based on a cache memory of 2 k at 30 bit each, which also has the facilities of a simplified connected memory in which is the whole address translation table.

ZUSAMMENFASUNG

INTEGRIERTE KREISLAUF
SAUERSTOFF
GETTER

Veron, A.: Kontinuierlich Fällungsvorgänge des interstitiellen Sauerstoffs in der Prozessierung der dipolaren integrierten Kreisläufe.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 131

In der Arbeit beschreibt man die Ergebnisse eines Optimierungsstudium seiner thermischen Behandlungspase der ersten Phasen des Entwicklungs-standardprozesses der dipolaren integrierten Kreisläufe für die Sicherung der kontinuierlichen Fällung des interstitiellen Sauerstoffs auf der ganzen Dauer des Prozesses. Man selektioniert diejenigen Vorbehandlungen und Entwicklungsvorgänge der Maskierungsoxyde, die die Wiederauflösung des Sauerstoffs während der Vordiffusions/Diffusionsetappe der geerdeten Schicht, vermeiden. Die Schlussfolgerungen erlauben die Hervorhebung der Gettereffekte und gleichzeitig die Verminderung der Defektdichte in epitaxieller Schicht.

FLUOBORAT — BLAUER METYLEN
SPEKTROPHOTOMETER
ADSORBANZ

Loghin, V. u. a.: Chlororimetische Bestimmung des Bors in borosilikatische (BSG) und borphosphosilikatische Flaschen (BPSG).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990 S., 133

Die Arbeit beschreibt eine chlorimetrische Dosierungsmethode des Bors in Form eines Komplexes von Fluorborat — blauer Metylen Extrakt in 1,2 Dichlorethan, dessen Adsorbanz bei Wellenlänge von 656 nm gemessen wurde.

PROFIL LEISTUNG SAUERSTOFF RAMPE FESTE LAST AUS GELAGERTEN SAUERSTOFF CVD SCHOTTKY DIODE — TEST FAHRZEUG

Bădilă, M. u. a.: Bestimmung der Sauerstofflast wobei man die Schottky Diode verwendet mit Profil Sauerstofframpe (DS-PRO) als Test Fahrzeug.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 134

Die Arbeit beschreibt eine analytische Formel für die Leistungsberechnung als Endung dargestellte in Sauerstofframpe verwendet bei der Herstellung der Schottky Diode. Der Wert der Sauerstofflast wird als Superpositionsgröße bestimmt, auf Grund eines numerischen Algorithmus, mit einer Präzision der theoretischen Kurve $C-V$ auf derjenigen, die experimentell bestimmt ist.

INTEGRIERBARER BLOCK SIGNAL MIXER MIKROSTRIP TECHNOLOGIE

Buculescu, V. u. a.: Integrierbarer Block für Mikrowellen im Band S.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 137

Für die Modernisierung der Radioempfänger für Band S, wurde ein integrierter Block entworfen und gebaut, welches den Frequenzwechsel sowohl für das Signal der Funkortungsinformation als auch für die automatische Kontrolle der lokalen Schwingungsfrequenz, herstellt.

Als Mikrostriptechnologie hergestellter integrierter Block beschreibt dieser einen Rauschfaktor von höchstens 11 dB.

SILIZIUM FOTODIODE ZERSTREUUNG DES ARSENS ULTRAVIOLET

Purica, M. u. a.: Fotodiode auf Silizium mit Antwort im ultravioletten Bereich.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 138

Die Arbeit bezieht sich auf die Entwicklung einer Fotodiode auf Silizium des Typs n^+p , durch Arsenzerstreuung (As) mit weiter spektralen Antwort im ultravioletten Bereich, wobei sie eine Responsivität, $R = 0,09 \text{ A/W}$ für $\lambda \in (200-350) \text{ nm}$, darstellt.

DIDIMENSIONELLES ANALYTISCHES MODEL INTERDIGITALE SONNENZELLE CHARAKTERISTIK I-IV

Căldăraru, F. u. a.: Didimensionelles Modell für die interdigitale Sonnenzelle.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 140

Die Arbeit stellt ein analytisches didimensionelles Modell für die Charakteristik I-V der interdigitalen Sonnenzelle, vor. Man zeigt, dass die unidimensionelle Behandlung nicht für diesen Typ der Sonnenzelle verwendet werden kann. Auf Grund des entwickelten Modells wurde die Stromabhängigkeit für die Generierung der geometrischen und technologischen Parameter, hervorgehoben. Die Kontrolle der Charakteristik I-V auf experimentelle eigene Daten und in der Literatur zeigt die Richtigkeit des Modells.

EINGEBAUTER FOTODETEKTOR RESPONSIVITÄT

Căldăraru, M. u. a.: Effekt der Beleuchtung allgemeiner Bauelemente des Schomas auf den Betrieb der monolytisch integrierten Fotodetektoren.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 143

Die Arbeit beschreibt den Beleuchtungseffekt auf das Schema Bauelemente die se siene Detektionsrolle haben. Man bestimmt die bedeutendsten Parasitkomponente optisch-aktive und deren Beitrag bei Fotoströme für zwei integrierte Fotodetektoren. — ROL 163 und ROL 165. Auf Grund der äquivalenten Schemas, die auch optische Parasitelemente enthält, wurde die gesamte Responsivität berechnet. Es wurde der Beleuchtungseffekt aller Bauelemente des Schemas auf die optoelektronischen Parameter des Gerätes sowohl auf Grund des theoretischen Modells als auch der experimentellen Ergebnisse, hervorgehoben.

ANALOGISCHER SCHALTER CMOS ANALOGISCHER MULTIPLEX KONTROLL SPEICHER NIVEAU UBERSETZER

Giuroiu, H. u. a.: Analogische Schaltermatrix mit Kontrollspeicher MMC 355, MMC 356.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 145

In der Arbeit werden zwei CMOS Kreisläufe dargestellt, die 64 analogische Schalter integrieren mit geringen Widerstand, in Matrix organisiert, mit eingebautem Kontrollspeicher, um hauptsächlich für elektronische Telefonzellen verwendet zu werden.

NOTWENDIGER OPTISCHER STRAHL PRÄZISE MESSUNG AUTOMATISCHE KOMPENSATION DER UMGEBUNGS BELEUCHTUNG

Smeu, E.: Vorverstärker für Fotozelle mit automatischer Kompensation der Umgebungsbeleuchtung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 146

Man stellt einen originellen Kreislauf vor, der Stärkemessungen eines optischen Strahles von normalen Niveau in der Gegenwart der Umgebungsbeleuchtung erlaubt, obwohl es eine ziemlich schnelle Schwankung beschreibt. Der Geber ist eine weite Fotozelle.

UMWANDLUNG 12 BIT PC/XT/AT MESSUNGEN

Trișcă-Rusu, C.: Analog-digitale Umwandlungseinheit für Systeme PC/XT/AT.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 148

Man beschreibt die Entwicklung eines analog-digitalen Umwandlungsmodells von 12 Bit, auf das Systemband IBM PC/XT/AT, für die Anwendung als Labormessungen.

PLAKETTE EBENHEIT INTERFEROMETRIE

Ștefănescu, E. u. a.: Bestimmung der Ebenheitsparameter der Siliziumplaketten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 150

Man beschreibt einen Berechnungsalgorithmus, Ebenheitsparameter, die für die Charakterisierung durch Interferometrie der Halbleiterplaketten in der Herstellungstechnologie dieser, verwendet werden. Im Gegenteil zu den anderen Messmethoden, benötigt die vorgestellte Methode ein viel kleineres Informationsvolumen.

MEGASCHALLREINIGUNG KAVITATION SENDER RAUM MEGASCHALL WELLE

Ristea, I. u. a.: Megashallreinigungsgesetz.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 153

Man stellt ein Reinigungsgerät mit Megastrahlen des Schalls her, das Ultraschallenergie von hoher Frequenz benützt (0,8 + 1 MHz).

Der Vorgang ist wirksam für die Entfernung der kleineren Partikel mit einem Durchmesser von 0,3 μm , dünne organische Filme und viele ionische Unreinigungen. Der Vorgang verwendet man beim Waschen der Erzeugnisse aus der Mikroelektronik (Siliziumplakette, Foto Masken), der Feinmechanik Teile der Mechanismen für Handuhren).

ZUVERLÄSSLICHKEITSPARAMETER SCHNELLE ALTERUNG DATEN BANK

Tazlăuanu, M. u. a. : Programm für die Verarbeitung der Zuverlässigkeitsdaten.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 155

Man beschreibt ein numerisches Programm für die Bestimmung auf experimentellen Grund, der statischen Zuverlässigkeitsparameter, der Versuchsprogrammmentwurfs für Zuverlässigkeit und Datenschichtung in einer Datenbank. Die statische Bearbeitung der Daten wird sequentiell hergestellt, durch einen interaktiven Dialog zwischen den Programm und Anwender auf Grund einiger Graph-numerischen Algorithmen. Die numerische Programmanwendung wird für den Entwurf der ausgewählten Entwicklungsprogramme durch schnelle Alterung hergestellt.

VERBOTENE BANDEINENGUNG SIMULIERUNG DER HALBLEITERGERÄTE EFFEKTIVE KONZENTRATION

Antoniu, G. u. a. : Der Einfluss der Verengungsmodelle der verbotenen Bänder auf der Berechnung von β und f_T .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 157

Die Arbeit stellt die vergleichenden Ergebnisse dar, die man für β und f_T und im Fall eines dipolaren Transistors erhält, wobei man verschiedene Modelle für die verbotene Bandeinnengung, verwendet.

ELEKTROTHERMISCHE ANALYSE HETEROÜBERGANG

Neagu, V. u. a. : Elektrotthermische Analyse der dipolaren Leistungstransistoren mit Heteroübergänge.

E. E. A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 161

Die Arbeit entwickelt ein erweitertes theoretisches Modell der elektrotthermischen Analyse der dipolaren Transistoren mit Heteroübergänge. Es wurde ein thermischer Widerstand analytisch definiert, um das dreidimensionelle Studium der Halbleiterstruktur zu entwickeln.

Die Ergebnisse zeigen die Übergangstemperaturen, Leistungsfähigkeit, Faktoren die die thermischen Schwankungen bestimmen und die Optimisierungsgeometrie der Geräte.

UNBEGRENZTE ZAHL DER KOREKTEN ENTSCHEIDUNGEN VEREINFACHTER SPEICHER ÜBERSETZER TABELLE TLB und LRU

Drăghici, Fl. : Management Einheiten des Speichers — eine neue Struktur für LRU.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, Nr. 4, Dez 1990, S. 163

Die Arbeit beschreibt ein neues Herstellungsprinzip des Kreislaufes für LRU im Rahmen einer Management Einheit des Speichers (MMU). Dieser neue Kreislauf für LRU sichert Entscheidungen für eine unbegrenzte Zahl des Speichers im Gegensatz zu den existenten die dieses nicht sicherten. Der neue Kreislauf gründet sich auf ein Cache Speicher von $2\text{ k} \times 30\text{ Bit}$, das auch die Erleichterungen eines vereinfachten Speichers hat und in denen sich auch die Übersetzertabelle der Adressen befindet.

SOMMAIRE

CIRCUITS INTÉGRÉS OXYGÈNE RECHERCHE

Veron, A. : Procédés de précipitation continue de l'oxygène interstitiel dans la réalisation des circuits intégrés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 131

Dans cet ouvrage sont présentés les résultats d'une étude d'optimisation de la séquence de traitements thermiques des phases initiales du procès standard de réalisation des circuits intégrés bipolaires dans le but d'assurer la précipitation continue de l'oxygène interstitiel sur toute la durée du processus. On sélectionne tels traitements préliminaires et procédés de réalisation des oxydes de masquage qui évitent la redissolution de l'oxygène pendant l'étape de prédiffusion/diffusion de la couche du dessous.

La conclusion qui en résulte permet l'accentuation des effets Getter implicitement la réduction de la densité des défauts dans la couche épitaxiale.

FLUOBORAT — BLEU DE MÉTHYLENE SPECTROPHOTOMÈTRE ABSORPTION

Loghin, V. ș. a. : La détermination calorimétrique du bore en bouteilles borosilicates (BSG) et borophosphosilicates (BPSG).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 133

L'ouvrage présente une méthode calorimétrique de dosage du bore sous forme de complexe fluoroborate — bleu de méthylène, extrait en 1,2-dichloroéthane dont l'absorption a été mesurée à la longueur d'onde de 656 nm.

DISPOZITIF DE CAPACITE À PROFIL RAMPE D'OXYDE CHARGE FIXE DE L'OXYDE DÉPOSÉ — CVD DIODE SCHOTTKY — VÉHICULE TEST

Bădilă, M. ș. a. : La détermination de la charge de l'oxyde utilisant la diode Schottky à profil rampe d'oxyde (DS-PRO) comme véhicule — test.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 134

L'ouvrage présente une formule analytique pour le calcul de la capacité présentée par la terminaison en rampe d'oxyde utilisés à la fabrication de diodes Schottky. La valeur de la charge de l'oxyde est déterminée comme paramètre de superposition (à base d'un algorithme numérique) avec une précision voulue de la courbe théorique $C-V$ sur celle déterminée expérimentalement.

BLOC INTÉGRÉ MIXER DE SIGNAL TECHNOLOGIE MICROSTRIP

Buiculescu, V. ș. a. : Bloc intégré pour micro-ondes dans la bande S.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 137

Pour moderniser la technique des récepteurs de radiolocation en bande S l'on a projeté et construit un bloc intégré qui réalise le changement de fréquence pour le signal portant l'information de radiolocation ainsi que pour le contrôle automatique de la fréquence de l'oscillateur local. Exécuté en technologie monostrip, le bloc intégré présente un facteur de bruit (SSB) de maximum 11 dB.

PHOTODIODE SUR SILICE
DIFFUSION D'ARSENIC
ULTRA-VIOLET

Purica, M. ș. a. : Photodiode sur silice à réponse étendue dans le domaine ultra-violet.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 138

L'ouvrage porte sur la réalisation d'une photodiode sur silice du type $n^+ p$, par diffusion d'arsenic (As) à réponse spectrale étendue dans le domaine ultra-violet présentant une responsivité $R = 0,09 \text{ A/W}$ pour $\lambda \in (200 - 350) \text{ nm}$.

MODELE ANALYTIQUE À DEUX DIMENSIONS
CELLULE SOLAIRE INTERDIGITÉE
CARACTERISTIQUE I—V

Căldăraru, F. ș. a. : Modèle analytique à deux dimensions pour la cellule solaire interdigitée.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 140

Modèle analytique à deux dimensions pour la caractéristique I—V de la cellule solaire interdigitée. L'auteur met en évidence que le traitement à une seule dimension ne peut pas être utilisé pour ce type de cellule solaire. Au moyen du modèle développé on a remarqué la dépendance du courant de déclenchement des paramètres technologiques et géométriques. La vérification de la caractéristique I—V sur des données expérimentales propres ou tirées de la littérature démontre la correction du modèle.

PHOTODÉTECTEUR INTÉGRÉ
RESPONSIVITÉ

Căldăraru, M. ș. a. : L'effet de l'illumination de tous les éléments du schéma sur le fonctionnement des photodétecteurs ntrégrés monolithiques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 143

Dans cet ouvrage on étudie l'effet de l'illumination sur les composants du schéma qui n'ont pas un rôle de détection. On détermine les principaux éléments parasites actifs du point de vue optique et on définit leur contribution sur les photocourants pour deux photodétecteurs intégrés — ROL 163 et ROL 165. D'après le schéma équivalent qui inclut aussi les éléments parasites optiquement on a calculé la responsivité totale.

L'effet de l'illumination de tous les éléments du schéma sur les paramètres optoélectroniques du dispositif a été mis en évidence tant selon le modèle théorique que selon résultats expérimentaux.

COMMUTATEUR ANALOGIQUE CMOS
MULTIPLXEUR ANALOGIQUE
MEMOIRE DE CONTRÔLE
TRANSLATEUR DE NIVEAU

Giuroiu, H. ș. a. : Matrice de commutateurs analogiques à mémoire de contrôle MMC 355, MMC 356.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 145

Dans cet ouvrage sont présentés deux circuits CMOS intégrant 64 commutateurs analogiques à faible résistance, en conduction, organisés en matrice, à mémoire de contrôle incorporée, destinés à être utilisés principalement dans les centrales téléphoniques électroniques.

FAISCEAU OPTIQUE UTILE
MESURE PRÉCISE
COMPENSATION AUTOMATIQUE DE LA LUMIÈRE
AMBIANTE †

Smeu, E. : Préamplificateur pour photocellule à compensation automatique de la lumière ambiante.

E.E.A. — *Autotomatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 146

On présente un circuit original permettant des mesures de haute résolution de l'intensité d'un faisceau optique utile en présence de la lumière ambiante de niveau normal, même s'il présente des fluctuations assez rapides. Le traducteur est une photocellule à grande surface.

CONVERSION
12 BITS
PC/XT/AT
MESURES

Trișcă-Rusu, C. : Unité de conversion analogique-digitale pour systèmes PC/XT/AT.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 148

On présente la réalisation d'un module de conversion analogique-digitale de 12 bits sur la magistrale de données du système IBM PC/XT/AT, pour l'utilisation dans des mesures de laboratoire.

PLAQUETTE
PLANÉITÉ
INTERFEROMÉTRIE

Ștefănescu, E. ș. a. : La détermination des paramètres de planéité des plaquettes de silice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 150

On présente un algorithme de calcul des paramètres de planéité utilisés pour la caractérisation par interférométrie des plaquettes semiconductrices dans leur technologie de fabrication. Par rapport à d'autres méthodes de mesure similaires, le méthode proposée nécessite un volume d'informations-traitée beaucoup plus réduit tout en étant suffisamment précise.

NETTOYAGE MÉGASONIQUE
CAVITATION
ENCEINTE ÉMETTRICE
ONDE MÉGASONIQUE

Ristea, I. ș. a. : Installation de nettoyage mégasonique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 153

On décrit la réalisation d'une installation de nettoyage à radiations méga-soniques que utilise l'énergie ultra-sonore de haute fréquence ($0,8 + 1 \text{ MHz}$). Le procédé est efficace pour le nettoyage des particules de moins de $0,3 \mu\text{m}$ en diamètre, des films organiques étroits et d'autres impuretés ioniques.

Le procédé est employé au nettoyage des produits en micro-électronique (plaquettes de silice, masques photo), en mécanique fine (composants des mécanismes des montres — brocelets).

**PARAMÈTRES DE FIABILITÉ
VIEILLISSEMENT ACCÉLÉRÉ
BANQUE DE DONNÉES**

Tăzlăuanu, M. : Programme pour le traitement des données de fiabilité.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 155

Il est présenté un programme numérique destiné à déterminer les paramètres statistiques de fiabilité, la projection des programmes d'essais de fiabilité et le stockage des données dans une banque de données. Le traitement statistique des données est réalisé séquentiellement par dialogue interactif entre le programme et l'utilisateur en se basant sur des algorithmes graphe numériques. L'exemplification de l'utilisation du programme numérique est réalisée pour la prédiction de la faisabilité de certains programmes de sélection par vieillissement accéléré.

**RÉTRÉCISSEMENT DE BANDE INTERDITE
SIMULATION DES DISPOSITIFS SEMI-CONDUCTEURS
CONCENTRATION INTRINSÈQUE EFFECTIVE**

Antoniu, G. ș. a. : L'influence des modèles de rétrécissement de bande interdite sur le calcul de β et f_T .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 157

L'ouvrage présente les résultats comparatifs obtenus pour β et f_T le cas d'un transistor bipolaire en utilisant différents modèles pour le rétrécissement de la bande interdite.

**ANALYSE ÉLECTROTHERMIQUE
HÉTÉROJONCTION**

Neagu, V. ș. a. : Analyse électrothermique des transistors bipolaires de puissance à hétérojonction.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 161

On développe un modèle théorique détaillé d'analyse électrothermique des transistors bipolaires à hétérojonctions. Une résistance thermique distributive a été définie analytiquement pour l'étude tridimensionnelle de la structure semi-conductrice. On présente les résultats obtenus concernant les températures des jonctions, la capacité de puissance, les facteurs qui déterminent l'instabilité thermique et les méthodes d'optimisation de la géométrie des dispositifs.

**NOMBRE ILLIMITÉ DE DÉCISIONS CORRECTES
MÉMOIRE CONNEXE SIMPLIFIÉE
TABLE DE TRANSLATION TLB AND LRU**

Drăghici, Fl. : Unités de management de la mémoire — une nouvelle structure pour LRU.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, nr. 4, Dec 1990, p. 163

L'ouvrage présente un nouveau principe de réalisation du circuit pour LRU (Least Recently Used) dans l'ensemble d'une Unité de Management de la Mémoire (MMU). Ce nouveau circuit pour LRU assure des décisions correctes pour un nombre illimité d'accès à la mémoire par rapport à celles existantes qui ne le permettent pas. Le nouveau circuit est basé sur une mémoire cache de 2 k locations X 30 bits qui présente aussi les facilités d'une mémoire connexe simplifiée et qui réunit tout le tableau de translation des adresses.

СОДЕРЖАНИЕ

**ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ
КИСЛОРОД
ГЕТТЕРИРОВАНИЕ**

Верон, А. : Способы постоянного осаждения интерстициального кислорода в процессировании биполярных интегральных схем.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 131

В работе представлены результаты одного изучения оптимизации участка термических обработок исходных фаз стандартного процесса осуществления биполярных интегральных схем с целью обеспечения непрерывного осаждения интерстициального кислорода по всей длительности процесса. Выбраны предварительные обработки и способы осуществления окисей для маскировки, которые удаляют перерастворение кислорода в ходе этапа преддиффузии/диффузии закрытого слоя. Полученные выводы позволяют подчеркивание дефектов внутреннего геттерирования и следовательно уменьшение плотности дефектов в эпитаксиальном слое.

**ФТОРОБОРАТ—МЕТИЛЕНОВАЯ СИНЬ
СПЕКТРОФОТОМЕТР
ПОГЛОЩАЮЩАЯ**

Логин, В. и др. : Колориметрическое определение бора из боросиликатных стекол (ВСГ) и борофосфосиликатных стекол (ВФСГ).

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 133

Работа представляет колориметрический метод дозирования бора в виде комплекса фторобората—метиленовая синь, извлеченного в I, 2-дихлоретане, чья поглощающая была измерена на длине волны 656 нм.

**ЕМКОСТНОЕ УСТРОЙСТВО С ПРОФИЛЕМ ПОД
ЛОЖКИ ОКИСИ
ЗАКРЕПЛЕННАЯ НАГРУЗКА ИЗ ОСАЖДЕННОЙ
ОКИСИ—КВД
ДИОД ШОТТКИ—НЕСУЩИЙ ТЕСТА**

Бэдиля, М. и др. : Определение нагрузки из окиси при помощи диода шоттки с профилем окисной подложки (ДСПРО) в качестве несущего теста.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 134

Работа представляет аналитическую формулу для вычисления емкости, представленной окончанием в подложке окиси, использованной при изготовлении диод Шоттки. Значение нагрузки окиси определяется как параметр суперпозиции (на основе цифрового алгоритма) с желаемой точностью теоретической кривой C—B на ту определенную экспериментально.

**ВСТРОЕННЫЙ БЛОК
МИКСЕР СИГНАЛА
ТЕХНОЛОГИЯ МИКРОСТРИП**

Буйкулеску, В. и др. : Встроенный блок для микроволн в полосе С.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 137

Для усовершенствования приемников радиолокации на полосе, С, был проектирован и построен встроенный блок осуществляющий изменение частоты, так для сигнала несущего информацию радиолокации, как и для автоматического контроля частоты локального осциллятора. Он выполнен в технологии микрострип, представляет коэффициент шума (ССВ) макс. 1дБ.

ФОТОДИОД НА КРЕМНИИ ДИФФУЗИЯ АРСЕНА УФ

Пурика, М. и др.: Фотодиод на кремнии с ответом, повышенным в области УФ.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 138

Работа представляет осуществление фотодиода на кремнии типа p^+r диффузией Арсенида спектральным ответом распротертого в УФ области, представляющего силу ответа, $P=0,09$ А/Вт для $\lambda \in (200-350)$ нм.

АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВУРАЗМЕРНАЯ МЕЖЦИФРОВАЯ СОЛНЕЧНАЯ ЯЧЕЙКА ХАРАКТЕРИСТИКА I—В

Кэлдэрару, Ф. и др.: Двумерная модель для солнечной межцифровой ячейки.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 140

Работа предлагает аналитическую модель для характеристики I—В межцифровой солнечной ячейки. Указано что моноразмерная обработка не может быть применена для этого типа солнечной ячейки. На основе развитой модели отмечена зависимость тока генерирования от геометрических и технологических параметров. Проверка характеристики I—В на собственных экспериментальных данных и на данных литературы демонстрирует правильность модели.

ВСТРОЕННЫЙ ФОТОДЕТЕКТОР СПОСОБНОСТЬ ОТВЕТА

Колдэрару, М. и др.: Эффект освещения всех элементов схемы над функционированием монолитически встроенных фотодетекторов.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 143

В работе изучается эффект освещения над компонентами схемы неимеющие роль детекции. Определены основные паразитные элементы оптически активные а также вклад этих к фототокам для двух осуществленных встроенных фотодетекторов—РОЛ 163 и РОЛ 165. На основе эквивалентной схемы включающей и элементы оптически паразитные была рассчитана полная способность ответа. Подчеркивался эффект освещения всех элементов схемы над оптоэлектронными параметрами устройства так на основе теоретической модели, как на основе экспериментальных результатов.

АНАЛОГОВЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ КМОП АНАЛОГОВЫЙ МУЛЬТИПЛЕКСОР ПАМЯТЬ КОНТРОЛЯ ТРАНСЛЯТОР УРОВНЯ

Джурю, Х. и др.: Матрица аналоговых переключателей с памятью контроля ММС 355, ММС 356.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 145

В работе описаны две схемы КМОП, интегрирующие 64 аналоговых переключателей с пониженным сопротивлением в проводимости, матрично организованных, с встроенной памятью контроля, предназначенных в основном для электронных телефонных станций.

ЦЕЛЕСООБРАЗНЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ ПУЧОК ТОЧНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ОКРУЖАЮЩЕГО СВЕТА

Смеу, Е.: Предусилитель для фотоячейки с автоматической компенсацией окружающего света.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 146

Представляется оригинальная схема, позволяющая измерения высокого разрешения интенсивности целесообразного оптического пучка в присутствии окружающего света нормального уровня, хотя представляет очень быстрые колебания. Датчик является фотоячейкой большой площади.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ 12 БИТОВ РС/ХТ/АТ ИЗМЕРЕНИЯ

Тришкэ—Русу, К.: Единица цифрового—аналогового преобразования для систем РС/ХТ/АТ.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 148

Представляется осуществление модуля аналого—цифрового преобразования 12 битов на магистрали системы IBM РС/ХТ/АТ, с использованием при лабораторных измерениях.

ПЛАТА СПОСОБНОСТЬ ЯВЛЯТСЯ ПЛОСКОСТНЫМ ИНТЕРФЕРРОМЕТРИЯ

Штефанеску, Е. и др.: Определение параметров способности являться плоскостным кремниевых плат.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 150

Представляется алгоритм вычисления параметров способности являться плоскостным, использованных для охарактеризования при помощи интерферрометрии полупроводниковых плат в технологии их изготовления. В отличие от других подобных методов измерений, предложенный метод требует объем обработанной информации более малым, являясь в то же время достаточно точной.

МЕГАЗВУКОВАЯ ОЧИСТКА КАВИТАЦИЯ ПЕРЕДАЮЩИЙ ИСТОЧНИК МЕГАЗВУКОВАЯ ВОЛНА

Ристя, И. и др.: Установка мегазвуковой очистки.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 153

Осуществлена установка очистки с мегазвуковыми излучениями, которая использует ультразвуковую энергию повышенной частоты (0,8—1 МГц). Процесс является эффективным для удаления частиц меньше 0,3 мкм диаметра, органических тонких фильмов и многих ионных загрязнений. Способ применяется при мойке микроэлектронных изделий (кремниевых плат, масок фото), изделий механизмов ручных часов (тонкая механика).

ПАРАМЕТРЫ НАДЕЖНОСТИ УСКОРЕННОЕ СТАРЕНИЕ БАЗА ДАННЫХ

Тэзлауану, М. и др. Програма обработки данных надежности.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 155

Представляется цифровая программа для определения, на основе экспериментальных данных, статистических параметров надежности, проектирования программ испытаний надежности и хранения данных в базе данных. Статистические обработки данных осуществляются последовательно, интерактивным диалогом между программой и пользователем на основе граф-цифровых алгоритмов. Примеры использования цифровой программы осуществлены для предсказания возможностей получения выборочных программ ускоренным старением.

СУЖЕНИЕ ЗАПРЕЩЕННОЙ ПОЛОСЫ СИМУЛЯЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВ ЭФФЕКТИВНАЯ ВНУТРЕННЯЯ КОНЦЕНТРАЦИЯ

Антониу, Г. и др.: Влияние моделей сужения запрещенной полосы на вычисление β и f_T .

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 157

Работа представляет сравнительные результаты, полученные для β и f_T в случае биполярного транзистора применив разные модели для сужения запрещенной полосы.

ЭЛЕКТРОТЕРМИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ГЕТЕРОПЕРЕХОД

Нязу, В. и др.: Электротермический анализ биполярных транзисторов мощности с гетеропереходами.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 161

Работа представляет подробную теоретическую модель электротермического анализа биполярных транзисторов с гетеропереходами. Аналитически уточнено распределенное термическое сопротивление с целью трехмерного изучения полупроводниковой структуры. Результаты представляют температуры переходов, способность мощности, факторы определяющие термическую нестабильность и методы оптимизации геометрии устройств.

БЕЗГРАНИЧНОЕ ЧИСЛО ПРАВИЛЬНЫХ РЕШЕНИЙ УПРОЩЕННАЯ ВЗАИМОЗАВИСИМАЯ ПАМЯТЬ ТАБЛИЦА ТРАНСЛЯЦИЙ ТЛБ И ЛРУ

Драгичь, Фл: Единицы менеджмента памяти — новая структура для ЛРУ.

Е.Е.А — *Automatica și electronica* 34, №4, декабрь 1990 г., стр. 163

Работа представляет новый принцип осуществления схемы для ЛРУ (Least Recently Used) в рамках одной единицы менеджмента памяти (ЕМП). Эта новая схема для ЛРУ обеспечивает правильное решение для безграничного числа допусков к памяти относительно тех существующих, которые это не обеспечивали. Новая схема основывается на скрытой памяти 2 к локаций $\times$ 30 битов, которая имеет и легкости упрощенной взаимозависимой памяти и в которой находится полная таблица трансляций адресов.

Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA (E. E. A.) este editată de Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Electrotehnică — I. C. P. E. București, prin Oficiul de Informare Documentară pentru Electrotehnică. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite, pentru redacția revistei E. E. A., la C. P. 1—94 București 70 700, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal în cont 301 700 301 BNR filiala sector 5 București, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47. Costul unui abonament este de 720 lei, costul unui exemplar 60 lei.

Tiparul : Tipografia UNIVERSUL
Str. Brezoianu 23—25 București,
cd. 3008

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Automatica și electronica nr. 4

CIRCUITE INTEGRATE
OXIGEN
GETTERARE

Procedee de precipitare continuă a oxigenului interstițial în procesarea circuitelor integrate bipolare

ADRIAN VERON, MĂDĂLINA OHANESIAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Getterarea intrinsecă, activată prin precipitarea oxigenului interstițial în siliciul CZ este larg utilizată în procesarea circuitelor integrate bipolare și MOS. Centrii de getter sînt constituiți din defectele secundare, bucle de dislocații și defecte de împachetare, induse de dezvoltarea precipitațiilor SiO_2 în volumul plachetelor de siliciu [1]. Ca urmare, captarea contaminanților metalici este eficientă numai în acele procese termice, care asigură o precipitare continuă a oxigenului interstițial. Din contră, efectele de getter intrinsec sînt diminuate sau practic anulate în acele etape de proces, în care este favorizată dizolvarea precipitatelor SiO_2 .

În lucrare sînt prezentate rezultatele unui studiu de optimizare a secvenței de tratamente termice din fazele inițiale ale procesului bipolar standard în scopul asigurării precipitării continue a oxigenului interstițial pe întreaga durată a acestui proces și implicit de menținere a efectelor de getter intrinsec.

1. Procedura experimentală

Au fost utilizate cristale de siliciu CZ, cu diametrul 3", de orientare (111) și rezistivitate 6–12 ohmcm, dopate cu bor. Conținutul inițial de oxigen interstițial, determinat prin spectroscopie în infraroșu [2] este de $8-9 \text{ E}17 \text{ cm}^{-3}$. Experimentele au fost efectuate pe plachete groase (2 mm), lustruite chimic, poziționate adiacent în lingou.

Plachetele au fost secționare în sferturi, fiecare sfert fiind supus la o secvență diferită de tratamente preliminare, după cum urmează:

(A) — menținut în stare nativă

(B) — tratament la temperatură înaltă (H) $1170^\circ\text{C} - 2 \text{ ore} - \text{O}_2 + \text{TCA}$

(C) — tratament la temperatură joasă (L) $700^\circ\text{C} - 24 \text{ ore} - \text{N}_2$

(D) — tratament combinat (H + L).

Ulterior, sferturile reunite au fost supuse tratamentelor termice specifice fazei inițiale a procesului de realizare a circuitelor integrate bipolare. Aceste tratamente joacă un rol esențial atît în ceea ce privește generarea unor defecte „incurabile” în stratul epitaxial, cît și în determinarea cineticii de precipitare a oxigenului pe durata întregului proces.

Două grupe distincte de plachete au urmat variante diferite de formare a oxidului inițial:

(i) — oxidare umedă: $1000^\circ\text{C} - 8 \text{ ore} - \text{O}_2 + \text{H}_2\text{O}$

(ii) — oxidare pirolitică TEO_2 : $780^\circ\text{C} - 2 \text{ ore} - \text{vid}$ urmată de densificare: $1000^\circ\text{C} - 8 \text{ ore} - \text{N}_2$.

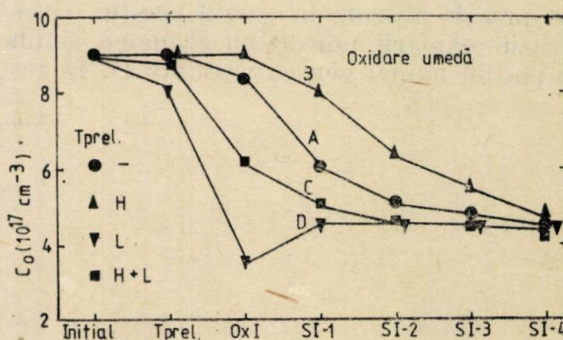


Fig. 1. Curbele de precipitare a oxigenului interstițial în varianta de proces cu oxidare umedă.

În ambele cazuri s-au crescut circa 10000 Å de oxid. Toate plachetele au efectuat în final tratamentul de simulare a predifuziei și difuziei stratului îngropat, fără însă a adăuga dopantul, Sb. Pentru a analiza în detaliu comportarea oxigenului în interiorul acestui proces simularea lui a fost împărțită în 4 etape succesive la 1200°C în N_2 , prima de 4 ore (predifuzia) și următoarele 3 de câte 12 ore (difuzia). Conți-

* Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

nutul de oxigen interstițial a fost determinat pe fiecare sfert, atât după tratamentele preliminare, cât și după fiecare etapă de proces.

2. Rezultate și concluzii

Diagramele de variație a concentrației oxigenului interstițial pentru cele două variante de oxidare sînt indicate în figurile 1 și 2. Oxidarea umedă, spre deosebire de cea pirolitică este însoțită de o puternică injecție de interstițiali [3], ceea ce crește semnificativ raza critică a precipitatelor SiO_2 [4]. Ca urmare diagramele de precipitare sînt net diferite în cele două cazuri. Astfel în cursul oxidării pirolitice are loc o accentuată precipitare a oxigenului atât pentru cristalul nativ, cât și pentru plachetele supuse tratamentelor L și H + L. În prima etapă de strat îngropat aceste precipitate sînt redizol-

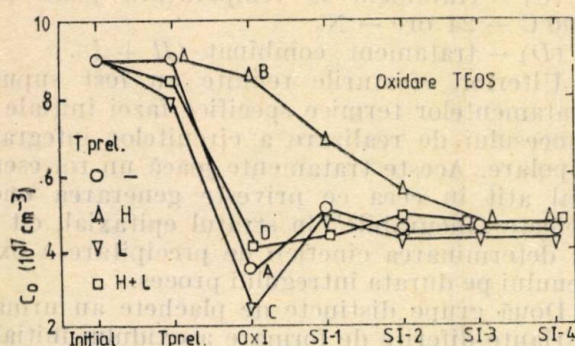


Fig. 2. Curbele de precipitare a oxigenului interstițial în varianta de proces cu oxidare pirolitică.

vate, oxigenul atîngînd concentrația de echilibru la 1200°C, efectele de getter intrinsec fiind practic absente în cursul acestui proces. În cazul oxidării umede un fenomen similar este posibil numai pentru varianta D. În rest,

cristalul nativ și toate variantele care includ un tratament H conduc la o precipitare practic continuă a oxigenului în cursul procesului de strat îngropat. Implicit în aceste cazuri efectele de getterare intrinsecă sînt active pe toată durata procesului.

Concluziile importante ale acestui experiment sînt următoarele:

(1) În cazul procesului de strat îngropat ($T \approx 1200^\circ\text{C}$) pentru asigurarea unei supra-saturări suficiente a oxigenului interstițial este necesară introducerea unui tratament preliminar H. Tratamentele L, care accentuează precipitarea în timpul oxidării inițiale trebuie evitate.

(2) Înaintea proceselor de temperatură ridicată (strat îngropat, zid izolare, bază) sînt indicate oxidări umede, care blochează dezvoltarea centrilor de precipitare. În fazele finale ale procesului bipolar sînt preferabile oxidările pirolitice.

(3) Pentru asigurarea rezervei necesare precipitării continue a oxigenului interstițial în toate etapele de temperatură înaltă ale procesului bipolar este necesar ca în lingoul nativ acesta să aibă o concentrație ridicată (9–10 E 17 cm⁻³), iar densitatea nucleelor de precipitare să fie redusă.

Bibliografie

- [1] Borland, J. O. : Impurity Diffusion and Gettering in Semiconductors, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. Vol. 36, 1984.
- [2] * * * ASTM Method F 121–80.
- [3] Antoniadis, D. A. : Electrochem. Soc., Vol. 129, 1093 1982.
- [4] Gösele, U., Tan, T. Y. : Impurity Diffusion and Gettering in Semiconductors, Mat. Res. Soc. Symp. Proc., Vol. 36, 1984.

FLUOBORAT-ALBASTRU DE METILEN
SPECTROFOTOMETRU
ABSORBANTĂ

Determinarea colorimetrică a borului din sticle borosilicatice (BSG) și borofosfosilicatice (BPSG)

VASILE LOGHIN, CRISTINA LOGHIN, CONSTANȚA MITEA* — BUCUREȘTI

Introducere

Sticlele borosilicatice și borofosfosilicatice obținute din stare de vapori la presiune joasă, sînt tot mai mult folosite în fabricația dispozitivelor semiconductoare.

Pentru determinarea conținutului de bor din aceste sticle, literatura de specialitate indică metode de analiză prin activare cu neutroni [1], spectroscopia Auger [2], spectrometria de raze x [3], spectroscopia în IR [4] și spectroscopia în domeniul vizibil [5].

În lucrarea de față se prezintă o metodă colorimetrică, modificată, de dozare a borului sub formă de complex fluoborat — albastru de metilen, extras în 1,2 — dicloretan a cărui absorbție a fost măsurată la lungimea de undă de 656 nm.

1. Experimental

S-au utilizat plachete de siliciu cu diametrul de 50 mm. După cîntărirea la o balanță analitică cu sensibilitatea de 0,1 mg, a 4 plachete de siliciu procesate din același lot, sticlele au fost îndepărtate (stripate) de pe suprafață prin atac chimic la rece, cu 15 ml HF 10% în pahare de teflon.

După spălare în acetonă e. g. și uscare, plachetele stripate, recîntărite au indicat o masă a sticlei de 2,2–2,6 mg.

S-a verificat cu o precizie de 0,1 mg că HF 10% nu atacă materialul de bază (siliciul).

Paharele cu soluție de acid fluorhidric ce conțin bor sînt lăsate 16 ore, timp în care se formează ionul BF_4^- ce formează un complex cu albastru de metilen.

Etalonul de bor (100 ppm) se prepară din 0,5720 g $H_3^- BO_3$ e.g. și 6 ml HF e. g. 50% în aceleași condiții ca mai sus.

Originalitatea acestei lucrări constă în faptul că la această soluție se adaugă 1 g Na_2CO_3 p. a. pentru etalon, iar la probe cîte 20 mg, după care se evaporă la sec pe plită electrică pentru îndepărtarea urmelor de acid fluorhidric (care ar fi atacat sticlăria de lucru, conducînd la contaminare cu bor).

Reziduul rămas de la probe ce conține $NaBF_4$ se dizolvă în 100 ml H_2SO_4 0,5 M (13,3 ml H_2SO_4

98% se diluează la 1 litru soluție cu apă deionizată a cărei rezistivitate trebuie să fie $> 15 M\Omega$).

Reziduul de la etalonul de bor se aduce la un volum de 1 litru prin dizolvare cu H_2SO_4 0,5 M. Prin diluții succesive cu H_2SO_4 0,5 M se obține o soluție etalon de 1 ppm bor sub formă de BF_4^- .

Soluția de albastru de metilen se obține prin dizolvarea a 40 mg substanță în 100 ml apă deionizată.

Pentru determinarea conținutului de bor aflat în reactivi, se prepară o probă martor (blank) obținută din 15 ml HF 10% și 20 mg Na_2CO_3 care după o staționare de 16 ore este evaporată la sec, iar reziduul se dizolvă în 10 ml H_2SO_4 0,5 M.

Extragerea borului din faza apoasă în faza organică (1,2 — dicloretan) se realizează folosind o pilnie de extracție, astfel :

— se introduce în pilnia de extracție 10 ml probă martor, apoi 10 ml soluție albastru de metilen, se agită timp de 1 minut după care se așteaptă 5 minute.

— se introduce 10 ml, 1,2 — dicloretan p. a. se agită 1 minut și apoi se așteaptă 15 minute pentru separarea celor două faze (organică-apoasă); dacă faza organică este tulbure, aceasta se trece într-o altă pilnie de extracție împreună cu 1 g Na_2SO_4 anhidru suprapur care are rolul de a reține apa.

— faza organică, de culoare albastră, se trece într-o cuvă de cuarț de grosime 1 cm.

Prepararea etaloanelor se realizează procedînd ca mai sus, luînd pe rînd cîte : 0,5 ; 1 ; 2 ; 3 și 4 ml soluții etalon de bor (1 ppm) care sînt echivalente cu : 0,5 ; 1 ; 2 ; 3 și 4 μg bor, completînd volumul la 10 ml cu H_2SO_4 0,5 M.

Din probele aduse în soluție se iau prin încercări succesive, volume în care conținutul de bor să fie cuprins în domeniul 1–4 μg bor și se lucrează ca la proba martor.

Măsurătorile de absorbție se fac la spectrofotometrul SP 1800 Pye Unicam, la lungimea de undă de 656 nm, față de proba martor (blank) folosind cuve de cuarț de grosime 1 cm.

Spectrul de absorbție al complexului extras în 1,2 — dicloretan este reprezentat în figura 1.

Din reprezentarea grafică a concentrației etaloanelor funcție de absorbțiile respective—figura 2, prin interpolare se determină conținutul de bor din probe.

* Institutul de Cercetare pentru Componentele Electronice — București.

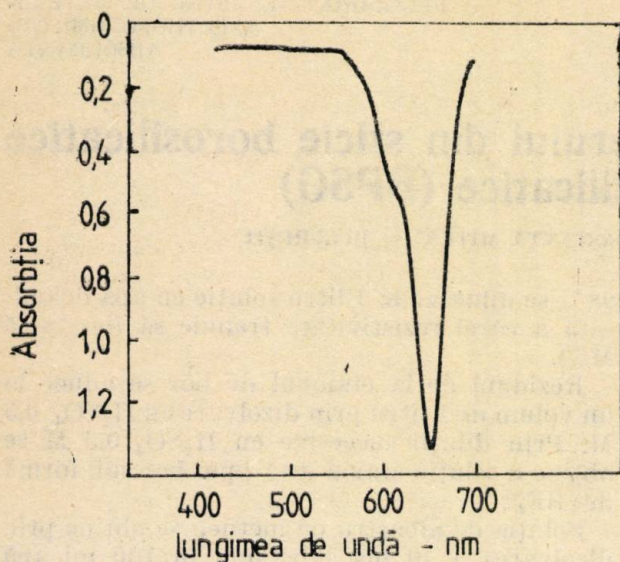


Fig. 1. Spectrul de absorbție al complexului BF_4 — albastru de metilen.

Utilizând etaloane de bor mai mari de $4 \mu\text{g/ml}$ curba devine neliniară. Plachetele de siliciu procesate au indicat un conținut de bor de 4,7 % în pelicula de sticlă.

Următorii ioni interferează reacția: NO_3^- ; As (V); Cr(VI).

2. Concluzii

În studiul prezentat s-a descris o metodă de dozare a borului din sticlele borosilicatică (BSG) și borofosfosilicatică (BPSG) folosite în tehnologia

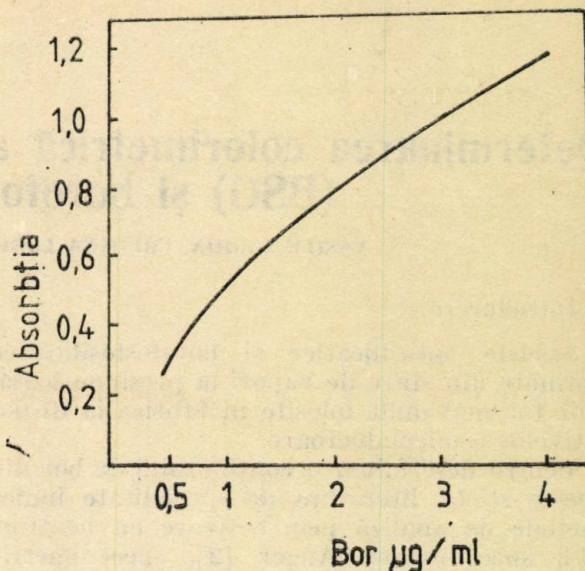


Fig. 2. Absorbția etaloanelor în funcție de concentrația borului.

dispozitivelor semiconductoare, cu o eroare de $\pm 0,1\%$, în condiții de lucru specifice, evitând contaminarea cu bor.

Bibliografie

- [1] Chow, K., Garisson, I.: J. Electrochem. Soc. 124, 1133, (1977).
- [2] Chang, C., Adams, A. and Quilana, G.: J. Appl. Phys. 45, 252 (1974).
- [3] Levy, R., Vincent, S. and McGahan, T.: Electrochem. Soc. 132, 1472 (1985).
- [4] Tenny, A., Ghezzi, M.: Electrochem. Soc. 120, 1276 (1973).
- [5] Tenney, A.: Electrochem. Soc. 120, 1284 (1973).

CAPACITOR CU PROFIL RAMPĂ DE OXID
SARCINĂ FIXĂ DIN OXID DEPUȘ — CVD
DIODA SCHOTTKY — VEHICUL TEST

Determinarea sarcinii din oxid folosind dioda Schottky cu profil rampa de oxid (DS-PRO) ca vehicul test

MARIAN BĂDILĂ*, GHEORGHE BREZEANU*** — BUCUREȘTI,

FLORIN MITU** — CÎMPULUNG

Introducere

Prezența sarcinilor în oxid afectează performanțelor dispozitivelor și circuitelor integrate. De valoarea densității sarcinii din oxid (Q_f) depinde tensiunea de prag la tranzistoarele MOS, câștigul în curent (la curenți de colector mici) la tranzistoarele bipolare, curenții reziduali și tensiunea de străpungere la diodele

Schottky și/sau cu joncțiune pn, etc. [1, 2]. De aceea determinarea valorii lui Q_f constituie subiectul multor lucrări din literatura de specialitate [1, 2]. Comunicarea de față propune o nouă tehnică de evaluare a densității sarcinii fixe din oxid folosind DS-PRO de arie mică ca vehicul test. Se pleacă de la ipoteza că densitatea sarcinii mobile din oxid este neglijabilă.

1. Modelul teoretic

Figura 1 prezintă o secțiune prin DS-PRO folosit ca dispozitiv de test. Oxidul din jurul ferestrei de metalizare a diodei este corodat în rampă sub unghi foarte mic ($\theta < 5^\circ$). Capa-

* Institutul de Cercetare pentru Componentele Electronice — București.

** Întreprinderea de Autoturisme ARO Cîmpulung.

*** Institutul Politehnic — București.

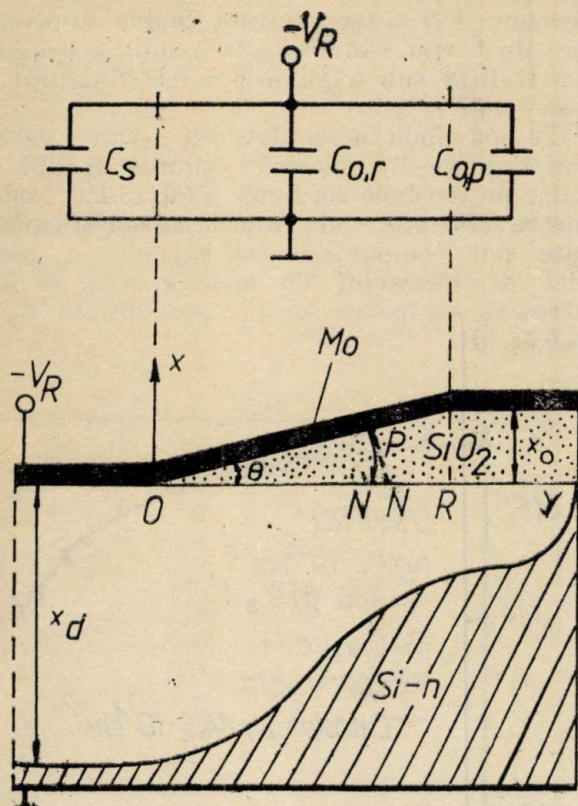


Fig. 1: Secțiune prin dioda Schottky cu profil rampă de oxid și schema ei electrică echivalentă în polarizare inversă.

capacitatea diodei are trei componente dispuse în paralel (fig. 1): capacitatea structurii Schottky propriu-zise C_s , capacitatea MOS a porțiunii de oxid corodat în rampă $C_{o,r}$ și capacitatea porțiunii plane a oxidului acoperită de metal, $C_{o,p}$. Capacitatea totală a DS-PRO este deci, $C = C_s + C_{o,r} + C_{o,p}$. Prin alegerea unei arii A suficient de mici pentru contactul Schottky, C_s devine în expresia lui C comparabilă cu $C_{o,r} + C_{o,p}$. Cum capacitățile MOS înglobează și efectul sarcinii din oxid devine posibilă evaluarea sarcinii Q_f pe baza curbei capacitate-tensiune inversă ($C-V_R$) a vehiculului test.

Algoritmul propus pentru determinarea sarcinii din oxid este: (i) — se determină caracteristica experimentală $C-V_R$ prin măsurători pe dioda test; (ii) — se stabilește dependența analitică $C-V_R$ cu Q_f ca parametru; (iii) — cu un program de regresie Gaussiană se compară curbele $C-V_R$ experimentală și teoretică, modificînd valoarea lui Q_f pînă cînd diferențele între cele două caracteristici sînt mai mici decît o valoare impusă.

În continuare se determină expresiile analitice ale componentelor capacității C . Capacitatea Schottky depinde de lățimea x_d a regiunii golite din stratul n (uniform dopat cu o concentrație N_D) [3]:

$$C_s = \frac{\epsilon_s A}{x_d}, \quad x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{qN_D} (V_d + V_R) \right]^{1/2}, \quad (1)$$

unde $A = \frac{\pi}{4} D^2$ (fereastra de contact este de formă circulară cu diametrul D). V_d este potențialul de difuzie.

Pentru determinarea capacităților MOS se consideră că sarcina din oxid este concentrată lîngă interfața $\text{SiO}_2\text{—Si}$ [1, 2]. Prezența lor modifică tensiunea de benzi netede [2]:

$$V_{FE} = V_d - \frac{Q_f}{C_o}, \quad C_o = \frac{\epsilon_o}{x}, \quad (2)$$

unde C_o este capacitatea oxidului (de grosime x , fig. 1), pe unitatea de arie. Capacitatea asociată unei arii infinitesimale (dA) va fi [2]:

$$dC = C_o dA \left[1 + \frac{2\epsilon_o^2}{qN_D \epsilon_s x^2} (V_R + V_{FE}) \right]^{1/2}. \quad (3)$$

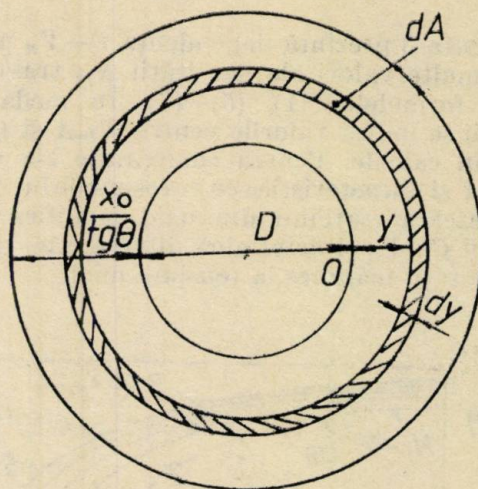


Fig. 2: Geometria superficială a diodei Schottky cu profil rampă de oxid utilizată ca vehicul de test a sarcinii fixe din oxid.

Pentru determinarea $C_{o,r}$ se presupune că în porțiunea de oxid corodat în rampă liniile de câmp sînt de forma unor arce de cerc cu centrul în O (fig. 1). Aproximația este corectă dacă se are în vedere valoarea foarte redusă a lui θ . O linie de câmp reală va intersecta interfața $\text{SiO}_2\text{—Si}$ între N și N' (fig. 1) care sînt puncte foarte apropiate. În consecință, liniile de câmp sînt practic perpendiculare pe interfață și deci, $x \approx y\theta \approx y \operatorname{tg} \theta$. Din figura 2 ce prezintă o vedere de sus a diodei test se deduce $dA = \pi (D + 2y) dy$. Pornind de la relațiile (2) și (3) pentru $C_{o,r}$ rezultă:

$$C_{o,r} = \int_0^{x_0} \pi \epsilon_o \left(D + 2 \frac{x}{\operatorname{tg} \theta} \right) \frac{dx}{\operatorname{tg} \theta} / (x^2 + x_{d,o}^2 - 2x_f x)^{1/2}. \quad (4)$$

unde s-au folosit notațiile :

$$x_{d,o} = \frac{\varepsilon_o}{\varepsilon_s} x_d, \quad x_f = \frac{\varepsilon_o N_f}{\varepsilon_s N_D}, \quad N_f = \frac{Q_f}{q}. \quad (5)$$

După integrare din (4) se obține :

$$C_{o,r} = \frac{\pi \varepsilon_o}{\operatorname{tg} \theta} \left(D + \frac{2x_f}{\operatorname{tg} \theta} \right) \ln \left(\frac{(x_o - x_f + x_{f,o})}{x_{d,o} - x_f} \right) + \\ + 2 \frac{\pi \varepsilon_o}{\operatorname{tg}^2 \theta} (x_{f,o} - x_{d,o}). \quad (6)$$

Pentru capacitatea porțiunii plane (de arie $A_{o,p}$) unde $x = x_o$, se deduce plecând tot de la relația (3) :

$$C_{o,p} = \frac{\varepsilon_o A_{o,p}}{x_{f,o}}, \quad x_{f,o} = (x_o^2 + x_{d,o}^2 - 2x_f x_o)^{1/2}. \quad (7)$$

Figura 3 prezintă dependența $C-V_R$ pentru mai multe valori ale densității N_f , trasată pe baza formulelor (1), (5)–(7). În medalionul figurii se indică valorile pentru N_D, A și θ folosite în calcule. Pentru comparație s-a reprezentat și caracteristica ce corespunde lui $N_f = 0$.

Prezența sarcinii din oxid modifică alura curbei $C-V_R$ și determină diferențe în valorile capacității mai ales la tensiuni mici.

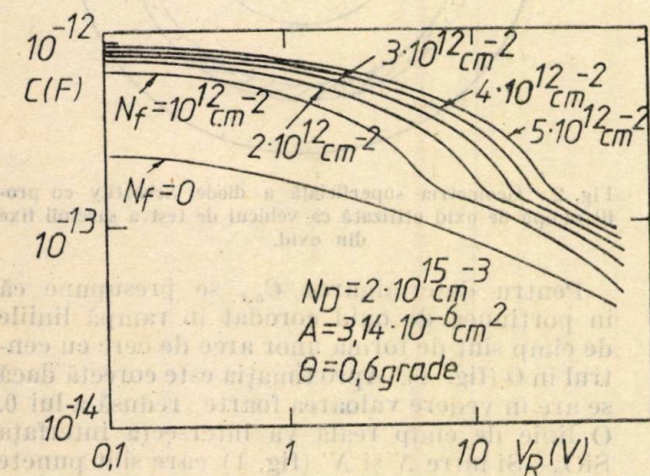


Fig. 3: Curbe teoretice pentru variația capacității prezentați de dioda Schottky cu profil rampă de oxid în funcție de polarizare avînd ca parametru sarcina fixă din oxid.

2. Determinarea sarcinii din oxid

Ca vehicul de test s-au fabricat *DS-PRO* de arie mică ($D = 20 \mu\text{m}$). Tehnologia de realizare a acestor diode este descrisă în lucrarea [4]. Oxidul din jurul ferestrei de metalizare cu o grosime de circa $1000 \text{ \AA}$ a fost depus într-un

reactor *CVD* la temperatura de 400° și presiunea de 1 atm. Corodarea în rampă a oxidului s-a realizat sub unghiul $\theta \approx 0,6^\circ$ (măsurat la „ α —STEP”).

Pe opt diode încapsulate s-a măsurat caracteristica $C-V_R$ folosind: puntea *HP4271A*, sursa de tensiune continuă *HP6116A* și multi-metru *HP3490A*. Cum valorile capacității măsurate sînt comparabile cu capacitatea parazită a circuitului de măsură (C_p), a fost necesară evaluarea lui C_p ; s-a obținut $C_p \approx 0,56 \text{ pF}$.

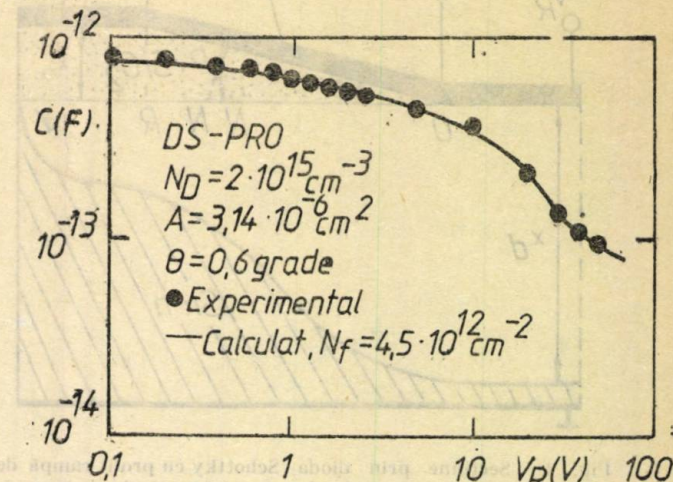


Fig. 4: Comparație teorie/experiment în determinarea sarcinii fixe din oxid cu ajutorul capacității diodei Schottky.

Curba ce exprimă dependența capacității măsurate (din care s-a scăzut C_p) de V_R este reprezentată prin simboluri în figura 4. Cu linie continuă s-a trasat curba teoretică $C-V_R$ care aproximează cel mai bine datele experimentale. Pentru minimizarea diferențelor teorie-experiment s-a utilizat algoritmul prezentat anterior.

Concordanța dintre curbele $C-V_R$ teoretică și experimentală s-a obținut pentru $N_f = 4,5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, valoare normală pentru un oxid depus care nu a fost tratat pentru reducerea sarcinilor din el.

3. Concluzii

În lucrare se propune utilizarea *DS-PRO* de arie mică ca vehicul de test pentru evaluarea sarcinii din oxid. Un argument în sprijinul acestei metode este excelenta concordanță între alura curbelor $C-V_R$ teoretică și experimentală asociate diodelor test.

Bibliografie

- [1] *** MOS (Metal Oxide Semiconductor). Physics and Technology. Wiley, 1982.
- [2] Grove, A. S.: Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor, Ed. Tehnică, 1973.
- [3] Brezeanu, G. ș. a.: Lucrările CAS—89, p. 257, 1989.
- [4] Bădilă, M., Brezeanu, G., Mitu, F., Dan, P. A.: Lucrările CAS—90.

BLOC INTEGRAT
MIXER DE SEMNAL
TEHNOLOGIE MICROSTRIP

Bloc integrat pentru microunde în banda S

VALENTIN BUIGULESCU, SVETLANA RĂU, CRISTINA BUIGULESCU *,
NICOLAE MARIN ** — BUCUREȘTI

Introducere

Receptoarele de radiolocație pentru banda S aflate în prezent în exploatare sînt construite după o concepție depășită, cu ghiduri de undă dreptunghiulare, avînd ca elemente neliniare în mixere diode cu contact punctiform. În vederea modernizării acestor receptoare și a îmbunătățirii performanțelor lor a fost proiectat și realizat un bloc integrat cu următoarele performanțe:

- banda de lucru: 2,6–3,2 GHz;
- factor de zgomot (*SSB*): max. 11 dB;
- frecvența intermediară: 30 ± 5 MHz;
- putere necesară oscilator local: min. 20 mW;
- tehnologie constructivă: microstrip.

1. Schema-bloc

Blocul integrat pentru microunde realizează schimbarea de frecvență atât pentru semnalul care poartă informația de radiolocație cît și pentru controlul automat al frecvenței oscilatorului local (*CAF*) conform schemei-bloc din figura 1. Sursa de pompaj — oscilatorul local — este unică. Cele două preamplificatoare de frec-

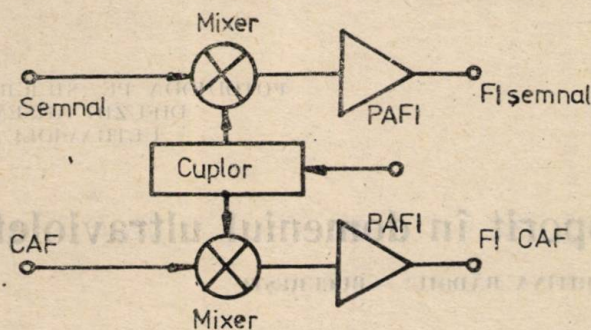


Fig. 1. Schema-bloc.

vență intermediară (*PAFI*) asigură, prin montarea lor în aceeași carcasă cu mixerele, performanțe optime de zgomot în traseul de semnal și independența caracteristicilor blocului integrat de parametrii stației la care se cuplează.

2. Mixerele de semnal./CAF

Schimbarea de frecvență pentru traseele de semnal și *CAF* are loc în două mixere de tip echilibrat, identice din punct de vedere cons-

tructiv. Suportul ales pentru întreg traseul de microunde este o ceramică specială cu $\epsilon_r = 13,5$ (la $f = 3$ GHz) și grosimea $h = 1,5$ mm. Permitivitatea relativă mare a permis restrîngerea dimensiunilor mixerului la $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$, față de varianta inițială pe substrat „soft” ($45 \text{ mm} \times 75 \text{ mm}$).

Structura de linii plane a mixerelor este prezentată în figura 2. Semnalul de intrare se aplică celor două diode Schottky în fază, iar semnalul de pompaj, datorită liniei cu lungime $\lambda/2$ în, antifază. Aranjamentul diodelor generează sem-

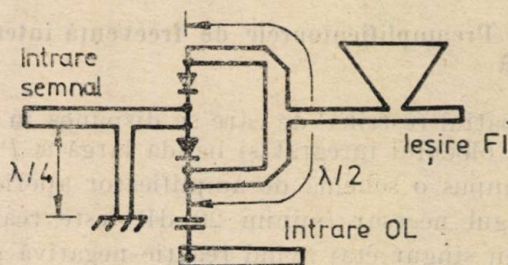


Fig. 2. Structura mixerelor de semnal și CAF.

nalele de frecvență intermediară în fază la punctul median al tronsonului în $\lambda/2$, astfel că însumarea se face direct, fără circuite speciale. Linia în $\lambda/4$ din traseul de semnal, cu impedanța caracteristică mare, are rolul de închidere a componentei de frecvență intermediară la masă. Avantajul acestei structuri constă într-o bandă foarte largă a frecvențelor intermediare, de la curent continuu pînă la cîteva sute de MHz. Pierderile de conversie L_c , măsurate pentru cîteva tipuri de diode Schottky, au următoarele valori:

a) diode ROV 510 L (ICCE)

$$L_c \leq 8 \text{ dB în banda } 2,6-3,2 \text{ GHz};$$

b) diode AA 204 A (URSS, cu GaAs)

$$L_c \leq 7,3 \text{ dB în banda } 2,6-3,2 \text{ GHz}$$

$$L_c \leq 8 \text{ dB în banda } 2-3,6 \text{ GHz}$$

$$L_{c \text{ min}} = 5,8 \dots 6 \text{ dB}$$

c) diode Schottky IPRS

$$L_c \leq 6,5 \dots 7 \text{ dB în banda } 2,6-3,2 \text{ GHz}.$$

Măsurările au fost efectuate cu două generatoare de microunde baleiate sincron în domeniul 2 ... 4 GHz. Diferența de frecvență între generatoare s-a menținut în limitele $30 \pm$

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

** Întreprinderea de Piese Radio și Semiconductori — Băneasa.

3 MHz. La ieșirea de *FI* a mixerelor măsurate s-a conectat un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere 500 MHz pentru ca izolarea finită *RF/FI* să nu afecteze corectitudinea determinărilor.

Diferența de 1 . . . 1,2 dB între pierderile de conversie ale mixerelor cu diode produse la ICCE și IPRS se explică prin diferența între frecvențele de tăiere ale celor două tipuri de dispozitive (cca. 25 GHz la *ROV 510 L* și peste 80 GHz la diodele IPRS).

Cuplorul direcțional prin care este distribuit semnalul de pompaj către cele două mixere are un factor de cuplaj de aproximativ 8 dB. Această valoare a fost aleasă ca un compromis între necesitatea de a avea o putere suficientă la mixerul *CAF* (cuplaj strâns) și o izolare bună între mixere (cuplaj slab).

3. Preamplificatoarele de frecvență intermediară

Spațiul restrâns de care se dispunea în carcasa blocului integrat și banda largă a *PAFI* au impus o schemă de amplificator aperiodic. Cîștigul necesar (minim 20 dB) este realizat cu un singur etaj avînd reacție negativă serie cu compensare de frecvență, urmat de un repetor pe emitor (fig. 3). Tranzistoarele sînt *BFY 90*, din producția de serie a IPRS. Cîștigul este

constant ($\pm 0,5$ dB) în domeniul 10 . . . 45 MHz. Factorul de zgomot al mai multor circuite măsurate se situează între 2,7 . . . 2,9 dB.

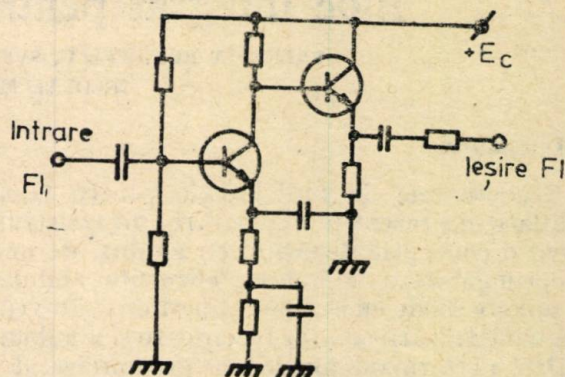


Fig. 3. Schema de principiu a preamplificatoarelor de frecvență intermediară.

4. Concluzii

Blocul integrat pentru microunde a fost testat în gama de temperaturi $-10^{\circ}\text{C} \div +50^{\circ}\text{C}$. Factorul de zgomot (*SSB*) al traseului de recepție, la temperatura ambiantă de $+20^{\circ}\text{C}$, nu depășește 10,4 dB; la $+50^{\circ}\text{C}$ factorul de zgomot crește cu 0,4 . . . 0,6 dB.

Toate componentele blocului (de microunde și preamplificatoarele *FI*) sînt introduse într-o carcasă etansă, prevăzută cu conectoare *N* pentru semnalele de microunde și *BNC* la ieșirile de *FI*.

FOTODIODA PE SILICIU
DIFUZIE ARSEN
ULTRAVIOLET

Fotodiodă pe siliciu cu răspuns sporit în domeniul ultraviolet

MUNIZER PURICA, ELENA BUDIANU, ARITINA BĂDOIU* — BUCUREȘTI

Introducere

Siliciul fiind deja consacrat pentru realizarea fotodiodelor sensibile la radiația vizibil-infraroșu, cercetările pentru lărgirea răspunsului spectral și în ultraviolet (*UV*) sînt preocupări actuale în domeniul dispozitivelor de detecție.

În legătură cu realizarea acestor dispozitive sînt raportate investigații experimentale asupra proceselor de generare-colectare în joncțiunii *p-n* sub acțiunea radiației *UV* [1, 2] precum și tipuri de structuri cum sînt cele cu barieră Schottky, cu joncțiuni superficiale, cu strat de inversie la suprafață [3].

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

Lucrarea se referă la realizarea prin difuzie a unei fotodiode cu joncțiunea *n+p* pe siliciu sensibilă în *UV*.

1. Criterii de optimizare a structurii de fotodiodă pentru o detecție eficientă în *UV*

Fotodiodele pentru detecția radiației ultraviolet se utilizează atît în regim fotoconducitiv cît și în regim fotovoltaic. În ambele moduri de funcționare cerința principală pentru o bună detecție este un răspuns cît mai mare în domeniul $(0,2-0,35) \mu\text{m}$ față de limita teoretică corespunzătoare $(0,16-0,28) \text{ A/W}$. În

plus puterea minimă detectabilă (NEP -ul) este limitată în modul fotoconductiv de curentul de întineric iar în modul fotovoltaic de rezistența shunt.

Analiza mecanismelor fizice de absorbție în siliciu, de generare și colectare la joncțiunea $p-n$ care determină eficiența cuantică a dispozitivului [4] conduce la câteva criterii de bază care trebuie respectate în realizarea fotodiodelor :

— adâncimea de joncțiune trebuie să fie mică $x_j < 0,5 \mu m$ ținând seama că adâncimea de pătrundere a radiației UV pentru un parcurs este $0,125 \mu m$, figura 1. Dar ceea ce determină practic eficiența cuantică în domeniul UV este raportul L/x_j unde L este lungimea de

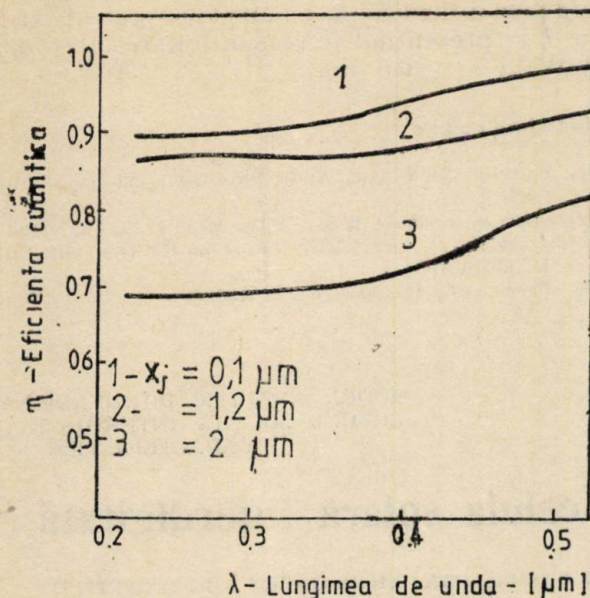


Fig. 1. Eficiența cuantică calculată a fotodiodei la lungimi de undă din domeniul ultraviolet (UV) pentru trei valori ale adâncimii de joncțiune (x_j).

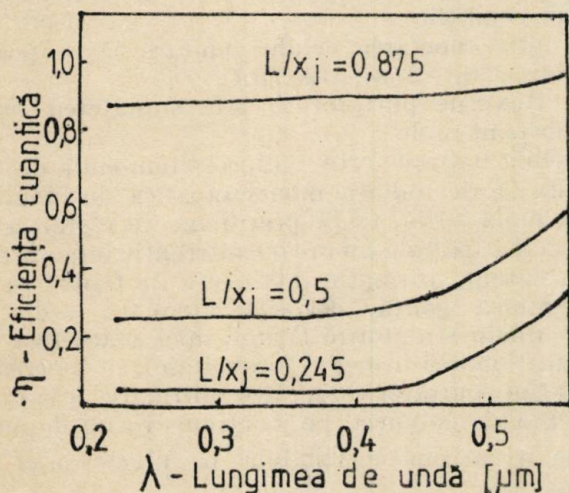


Fig. 2. Eficiența cuantică calculată a fotodiodei la lungimi de undă din domeniul UV pentru trei valori ale raportului L/x_j .

difuzie a purtătorilor minoritari din stratul difuzat figura 2.

Prin urmare unul dintre obiective a fost obținerea unor joncțiuni subțiri ($x_j < 0,5 \mu m$) cu asigurarea unei lungimi de difuzie cât mai mare.

Pentru aceasta s-a urmărit atât forma caracteristicii de străpungere care pune în evidență prezența defectelor în structură introduse prin proces (sau din plachetele inițiale) cât și forma caracteristicii $I-V$ în jurul punctului zero care dă de fapt rezistența shunt corespunzătoare pierderii pentru semnal a purtătorilor fotogenerați în stratul difuzat.

— profilul de impurități trebuie să asigure la interfață un câmp intern care să favorizeze colectarea la joncțiune a purtătorilor generați în stratul difuzat. Ținând seama de proprietățile de difuzie ale As și P în siliciu așa cum s-a analizat în [4] rezultă avantajul structurii de tip $n+p$ cu difuzie de As .

2. Realizarea structurii

Structura de fotodiodă sensibilă în UV fabricată are aria activă de $23,5 mm^2$ cu dimensiunile de $3,4 \times 9,4 mm^2$. O secțiune transversală a ei este dată în figura 3. Prezența inelului de gardă pentru prevenirea străpungerii premature asigură funcționarea atât în regim fotovoltaic cât și fotoconductiv. S-au utilizat plachete de siliciu P/P^+ cu strat epitaxial de rezistivitate $10-12 \Omega cm$ și grosime $23-24 \mu m$. Au fost experimentate două variante tehnologice pentru obținerea zonei active n^+ . Pentru o variantă s-a aplicat un proces de dopare cu As

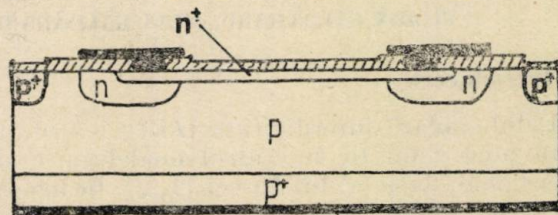


Fig. 3. Secțiune transversală prin structura de fotodiodă sensibilă în UV .

prin metoda $LPCVD$ în timp ce pentru a doua variantă s-a aplicat procesul de dopare cu P prin metoda chimică de barbotare a $POCl_3$. În ambele cazuri adâncimea de difuzie a fost $x_j = 0,5 \mu m$ iar concentrațiile de suprafață au fost $4,5 \times 10^{19} cm^{-3}$ pentru As și $5 \times 10^{20} cm^{-3}$ pentru fosfor. Acestea sînt sub solubilitatea solidă maximă a impurităților în siliciu asigurînd o difuzie cu minim de defecte și posibilitatea extinderii zonei de sarcină spațială în stratul difuzat.

Ținând seama de efectul de getterare, stopare a defectelor și reducere a contaminării oxidului cu metale ușoare (Na, K) a HCl , inițial plachetele au fost oxidate termic într-un mediu uscat (oxigen) cu adaos de HCl . De asemenea,

pentru realizarea regiunii p^+ (folosind ca sursă plachetele BN1100) și a inelului n (folosind ca sursă POCl_3) difuziile propriu-zise s-au executat într-un ambiant umed clorurat pentru difuzia borului și ambiant uscat pentru difuzia fosforului. Sinterizarea Al s-a realizat în gaz de formare pe trei trepte de temperatură.

3. Rezultate

Pentru evaluarea răspunsului în UV s-a folosit ca sursă de radiație o lampă cu vapori de mercur care emite în principal la $\lambda < 350$ nm și un filtru de sticlă care transmite 95% din radiația cu $\lambda > 350$ nm. S-au efectuat măsurători ale fotocurentului cu filtru și fără filtru de sticlă și diferența valorilor constituie răspunsul în UV al dispozitivului. La același nivel de iradianță fotodiodele din prima variantă au dat un fotocurent de 3 ori mai mare $-1,9 \mu\text{A}$ pentru As față de $0,6 \mu\text{A}$ pentru P rezultând un avantaj net al utilizării As la realizarea structurii de fotodiodă cu răspuns sporit în domeniul UV. Responsivitatea evaluată pe acest domeniu este de $0,09 \text{ A/W}$ similară valorilor obținute la fotodiodele optimizate în UV ale firmelor Siemens și Hamamatsu.

Valoarea rezistenței shunt măsurată la $+10/-60$ mV este $0,8 \text{ M}\Omega$ care conduce la un curent de zgomot de $1,73 \times 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ și un $NEP = 19 \times 10^{-13} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$. În regim fotoconducitiv curentul de întuneric măsurat la 2V este de 200 nA iar curentul de zgomot corespunzător este de $2,5 \times 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$ și NEP de $28 \times 10^{-13} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$. Pentru valori comparabile ale curentului de întuneric și rezistenței shunt varianta cu fosfor dă valori ale NEP -ului de 3 ori mai mari datorită responsivității mai mici.

4. Concluzii

S-a realizat o fotodiodă pe siliciu de tipul n^+p prin difuzie de As cu răspuns spectral extins în UV prezentând o responsivitate, $R = 0,09 \text{ A/W}$ la $\lambda < 350$ nm.

Bibliografie

- [1] Peckerar, M. C. ș.a.: Appl. Phys. Lett. 50 (18), 4 Mag. 1987.
- [2] Geist, J., Gladden, W.K.: Phys. Rev. B 27, 4827 (1983).
- [3] Arora, D. N., ș.a.: IEEE Trans. on El. Dev. vol. ED-31, no. 4 1984.
- [4] Purica, M., Budianu, E.: CAS/1989.

MODEL ANALITIC BIDIMENSIONAL
CELULA SOLARĂ INTERDIGITATĂ
CARACTERISTICA I—V

Modelul bidimensional pentru celula solară interdigitată

FLORIN CĂLDĂRARU, MIRA CĂLDĂRARU, ȘTEFAN VASILE, DAN NICOLAESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Celula solară interdigitată (IBC) a fost tratată până acum fie în cadrul modelului unidimensional clasic al lui Hovel [1, 2], fie folosind algoritmi numerici [3]. Deși, într-o primă aproximație, celula solară IBC poate fi tratată într-un model unidimensional, structura emitorului impune o tratare bidimensională.

Folosind modelul bidimensional analitic elaborat de autori [4], s-a reușit să se pună în evidență competiția între diverse mecanisme de colectare din caracteristica I—V a celulei solare IBC. În comparație cu modelul bidimensional numeric [3] se arată efectul vitezei de recombinare la suprafață asupra eficienței de conversie. Existența unei grosimi optime pentru celula solară IBC este argumentată cu măsurători experimentale pe structuri proprii [5].

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

1. Determinarea analitică a caracteristicii I—V

Celula unitară a celulei solare IBC se obține din condițiile:

- prin repetarea celulei unitare să se poată obține întreaga structură;
- fluxurile purtătorilor prin suprafețele laterale sînt nule.

Celula unitară este uniform iluminată de un flux Φ_0 de radiație monocromatică de lungime de undă λ (fig. 1). Se presupune ca regiunea de sarcină spațială nu are o contribuție importantă la curent, afirmație justificată de faptul că în regiunea golită, datorită atenuării radiației în siliciu și datorită lățimii mici a acesteia (în funcționarea în regim fotovoltaic), se generează puțini purtători. Se face afirmația că diferența de potențial pe joncțiune V_j nu depinde de y , afirmație valabilă la nivele mici de injecție.

Metoda de calcul este analoaga celei prezentate pentru celula solară obișnuită [4].

Se consideră funcțiile $u(x, y) = p_n(x, y) - p_{n0}$ și $v(x, y) = u/(1 - H(y - f))$, unde $H(y)$ este funcția Heaviside.

Se rezolvă ecuația :

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} = \frac{v}{L_p} - \frac{\alpha \Theta_0}{D_p} e^{-\alpha x}, \quad (1)$$

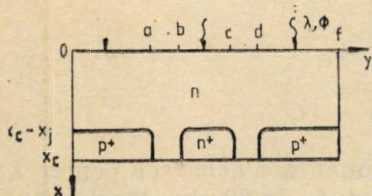


Fig. 1. Celula unitară a celulei solare IBC.

Soluției $\bar{v}(x, p)$ nu i se poate aplica transformata Laplace inversă (nu are o soluție analitică). Folosind proprietățile transformatei Laplace se obține curentul celulei unitare I de forma :

$$I = L \left(\int_0^f j_x(x_c - x_j, y) dy \right) = \lim_{p \rightarrow 0} ((1 - e^{-fp})(q D_p \partial / \partial x (v(x, p)) |_{x=x_c-x_j})) \quad (4)$$

$$I = q L(a - d + f) \left(\frac{\alpha L_p \Theta_0}{\alpha^2 L_p^2 - 1} \left(\frac{(S_p L_p + \alpha L_p)}{D_p} - e^{-\alpha x_c} \left(\frac{\text{sh} \frac{x_c - x_j}{L_p} + \frac{S_p L_p}{D_p} \text{ch} \frac{x_c - x_j}{L_p} \right) - \alpha L_p e^{-\alpha(x_c - x_j)} \right) + \frac{n_i^2}{N_D} \frac{D_p}{L_p} \frac{a - d + f}{f} \frac{\text{sh} \frac{x_c - x_j}{L_p} + \frac{S_p L_p}{D_p} \text{ch} \frac{x_c - x_j}{L_p}}{\text{ch} \frac{x_c - x_j}{L_p} + \frac{S_p L_p}{D_p} \text{sh} \frac{x_c - x_j}{L_p}} \right). \quad (5)$$

cu ajutorul transformatei Laplace și condițiile la limită :

$$\frac{\partial v}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0$$

$$\frac{\partial v}{\partial x} \Big|_{x=0} = \frac{S_p}{D_p} v(0, y) \quad (2)$$

$$v(x, 0) = A_1 e^{x/L_p} + B_1 e^{-x/L_p} + C_1 e^{-\alpha x}$$

$$v(x_c - x_j, y) = p_{n0} (e^{qV_j/kT} - 1) \times$$

$$\times (1 - H(y - a) + H(y - d) -$$

$$- H(y - f))(1 - H(y - f))^{-1},$$

unde A_1, B_1, C_1 se calculează din soluția problemei unidimensionale pentru joncțiunea pn iluminată [1].

În relațiile (1) și (2), S_p reprezintă viteza de recombinare la suprafața iluminată, L_p, D_p lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari, a, d, f, x_j, x_c sînt cele din figura 1.

Soluția în planul (x, p) este de forma :

$$\bar{v}(x, p) = A_2(p) e^{x/\beta(p)} + B_2(p) e^{-x/\beta(p)} + A_3(p) e^{x/L_p} + B_3(p) e^{-x/L_p} + C_3(p) e^{-\alpha x}. \quad (3)$$

2. Rezultate și discuții

Determinarea analitică are avantajul punerii în evidență a dependenței curentului de generare de parametrii geometrici (a, d, f) și tehnologici (x_c, x_j, S_p). Din relația (5) rezultă dependența puternică a curentului I de grosimea structurii (față de cazul celulei solare uzuale), și de viteza de recombinare la suprafață (la celula solară uzuală, așa cum s-a arătat în [6], viteza de recombinare la suprafață este neimportantă). Cu ajutorul relației (5) s-a calculat eficiența de conversie a structurii cu parametrii din [2], iluminată cu 1 soare AM1. S-a trasat (fig. 2) dependența eficienței de conversie de viteza de recombinare la suprafață în comparație cu calculele exacte prezentate în [2].

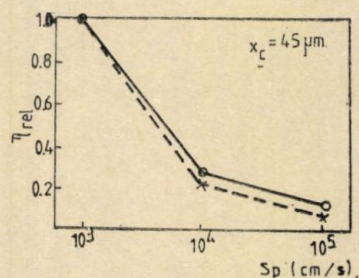


Fig. 2. Eficiența de conversie funcție de viteză de recombinare la suprafață (— prezenta lucrare, . . . ref [3]).

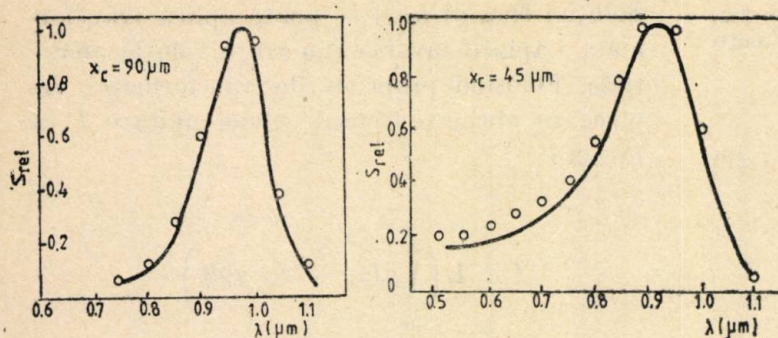


Fig. 3. Caracteristica spectrală relativă (— date experimentale din ref. [5]).

Rezultă că :

— viteza de recombinare trebuie să fie cât mai scăzută ;

— pentru obținerea unui curent de scurtcircuit mare, este necesar ca difuzia p^+ să fie mult mai lată decât difuzia n .

Se remarcă o bună concordanță ($> 95\%$) între modelul propus de autori și modelul bidimensional numeric din [3].

Efectul grosimii structurii asupra mecanismelor de colectare a fost investigat pe structuri IBC proprii ale căror caracteristici sînt prezentate în [5]. Din figura 3 se observă că maximum caracteristicii spectrale relative este situat la 925 nm la structura de 45 μm față de 975 nm la structura de 90 μm . De asemenea, contribuția la curent în domeniul 500 nm — 750 nm este de 5 ori mai mare pentru structura de 45 μm decât pentru cea de 90 μm . Datele experimentale sînt în acord cu cele calculate cu o precizie mai bună de 5%.

S-a calculat curentul de scurtcircuit pentru aceeași lungime de undă în funcție de grosimea plachetei x_c . A rezultat o eficiență de colectare optimă la valoarea $x_c \approx 1/\alpha$.

Acest fenomen este argumentat și de măsură-

torile experimentale, deoarece pentru $\lambda \in (0,95, 1,1)$ μm structura de 90 μm este mai bună decât structura de 45 μm , iar pentru $\lambda \in (0,45, 1,1)$ μm structura de 45 μm este optimă.

3. Concluzii

Verificarea caracteristicii I—V pentru celula solară IBC, obținută cu modelul bidimensional analitic, pe date experimentale proprii și din literatură, demonstrează atît corectitudinea modelului față de cele unidimensionale, cît și versatilitatea lui crescută (cu avantaje similare) față de modelele bidimensionale numerice.

Bibliografie

- [1] Hovel, H., : Solar Cells in Semiconductors and Semimetals, vol. 11, Academic Press, 1971, p. 51.
- [2] Lamert, D. M., Schwartz, J. R., : IEEE Trans. Electr. Dev., ED—24, no. 4, 337 (1977).
- [3] Chin, J. D., Navon, H. D., : Solid St. Electr., 24, no. 2, 109 (1981)
- [4] Căldăraru, Fl. : Lucrările CAS '88, p. 175.
- [5] Vasile, St. et al. : Proc. Int. Conf. on „Solar and Wind Electricity”, p. 23, 2—4 Oct. 1989, Bucharest.
- [6] Căldăraru, Fl. et al. : Lucrările CAS '89, p. 643.

Efectul iluminării tuturor elementelor schemei asupra funcționării fotodetectorilor integrate monolitice

MIRA CĂLDĂRARU, DANA HAGIMĂ, ANCA PARASCHIV — BUCUREȘTI

Introducere

Fotodetectorii integrate monolitici, față de cele realizate în tehnologie hibridă, prezintă dezavantajul că se iluminează uniform întregul circuit: tranzistoare, rezistențe difuzate, ziduri de izolare.

În lucrare se studiază efectul iluminării asupra componentelor schemei care nu au rol de detecție și modul în care acest efect influențează responsivitatea totală a fotodetectorului.

1. Elemente parazite active optic

În diodele de izolare, tranzistoare și rezistențe difuzate se generează fotocurenți ce se suprapun peste curenții de polarizare. Valoarea fotocurenților depinde de aria activă optic și de parametrii tehnologici (grosimea oxizilor, adâncimea joncțiunii, dopajul straturilor difuzate). Importanța acestor structuri ca elemente active optic depinde nu numai de valoarea fotocurentului generat ci și de raportul acestuia cu fotocurentul util la care se adună.

Pentru a studia efectul acestor elemente parazite asupra funcționării întregului circuit s-au studiat două fotodetectori integrate ROL 163 și ROL 165 C, ale căror scheme echivalente sînt date în figurile 1,2.

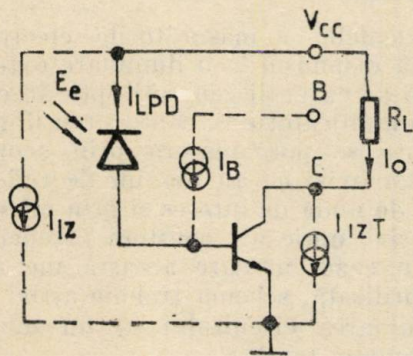


Fig. 1. Schema fotodetectorului ROL 163 cu elementele parazite active optic.

Deoarece tranzistorul are o arie de aproximativ 400 ori mai mică decât a fotodiodei, generatoarele de curent parazite I_B și I_{IZT} (fig. 1) au un efect neglijabil. Dioda de izolare a fotodiodei are o arie activă echivalentă cu a foto-

diodei, deci și un fotocurent I_{IZ} comparabil cu cel al fotodiodei — I_{LPD} , dar acesta nu intră în lanțul de amplificare. Singurul efect este creșterea curentului total de alimentare.

Deoarece rezistențele sînt realizate prin difuzia de bază, deci simultan cu anodul foto-

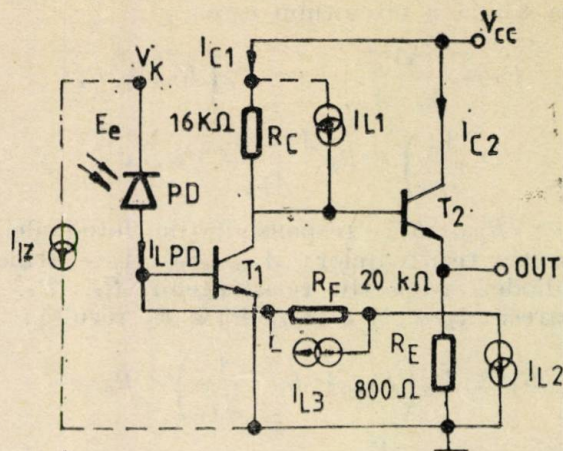


Fig. 2. Schema fotodetectorului ROL 165 cu elementele parazite active optic.

diodei, responsivitatea acestora este ridicată. Deși aria difuzată a rezistențelor este mult mai mică decât a fotodiodei (aproximativ 1/100) datorită perimetrului mare și efectului de colectare laterală [1], ariile optice active ale rezistențelor R_F , R_C , R_E rezultate din calcule sînt mari: $A_F \approx 0,045 \text{ mm}^2$, $A_C \approx 0,026 \text{ mm}^2$, $A_E \approx 0,009 \text{ mm}^2$. Calculînd fotocurenții cu relațiile din [2] și pierderile prin reflexiile pe oxizi [3] au rezultat valorile: $I_{L1} \approx 0,1 \text{ } \mu\text{A}$, $I_{L3} \approx 0,18 \text{ } \mu\text{A}$ la o iradianță de 1 mW/cm^2 și $\lambda = 0,8 \text{ } \mu\text{m}$ (I_{L2} este neglijabil). Acești curenți trebuie luați în considerare în calculul responsivității totale a circuitului.

2. Calculul responsivității totale a fotodetectorilor

Calculul s-a făcut numai pentru ROL 165 C, responsivitatea fotodetectorului ROL 163 nefiind afectată de generatoarele parazite de fotocurent. Responsivitatea fotodetectorului ROL 165 se definește ca raportul dintre variația tensiunii la ieșire, ΔV_o , și variația puterii optice incidente $P_e = E_e \cdot A_{PD}$. Deoarece este ilu-

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

minat întreg circuitul, variația tensiunii la ieșire are două cauze:

1) curentul generat în fotodiodă, care produce o variație de tensiune $\Delta V_{OPD} = -R_F \cdot I_{LPD}$ [5];

2) variația curentului I_{C2} , datorită apariției fotocurenților prin rezistențe, care produce o variație de tensiune $\Delta V_{OR} = R_E \cdot \Delta I_{C2}$. Deoarece sursele de curent sînt independente se poate aplica principiul superpoziției. Utilizînd schema echivalentă din figura 2, rezultă $\Delta V_{OR} = -I_{L3}R_F + (I_{L2} + I_{L3}) \times R_E$.

Se observă că, deși fotocurenții generați în rezistențe au același sens cu curenții de polarizare, datorită reacției negative curentul I_{C2} scade la iluminarea circuitului. Responsivitatea totală a circuitului este:

$$R_T = \frac{|\Delta V_O|}{E_e \cdot A_{PD}} = \left| -R_F \left(R_{PD} + R_r \cdot \frac{A_F}{A_{PD}} \right) + R_E \frac{A_E + A_F}{A_{PD}} \cdot R_r \right|,$$

unde: R_{PD} , R_r — responsivitățile fotodiodei, respectiv rezistențelor; A_{PD} , A_E , A_F — ariile fotodiodei, respectiv rezistențelor R_E , R_F . Deoarece $A_E \ll A_F \ll A_{PD}$, $R_E \ll R_F$ rezultă:

$$R_T \approx R_F \left(R_{PD} + R_r \cdot \frac{A}{A_{PD}} \right) > R_0 = \frac{V_{OPD}}{P_e} = R_{PD} \cdot R_F,$$

deci, prin iluminarea întregului circuit, responsivitatea echivalentă R_T crește față de responsivitatea R_0 (la iluminarea exclusivă a fotodiodei), fără a afecta liniaritatea dispozitivului (figurile 3, 4).

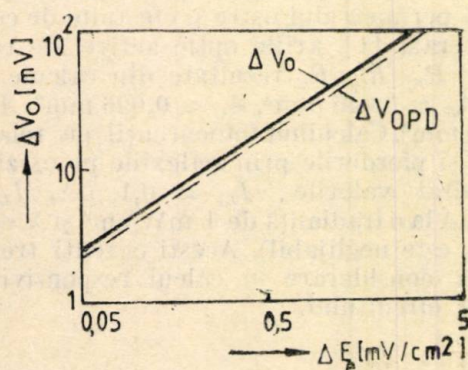


Fig. 3. Variația teoretică a tensiunii de ieșire la iluminarea întregului circuit — ΔV_O — respectiv la iluminarea exclusivă a fotodiodei — ΔV_{OPD} — funcție de variația iradianței ΔE_e (scară logaritmică).

3. Rezultate experimentale

Pentru determinarea responsivităților fotodiodei, diodei de izolare și a fotodetectorului

s-au efectuat măsurători de tip diferențial deoarece, prin particularitățile circuitului integrat elementele schemei nu pot fi caracterizate separat, iar iluminarea se face simultan pe fotodiodă și circuit. S-au măsurat fotocurentul la intrare și tensiunea rezultată la ieșire în funcționarea normală și în funcționare la întuneric cu o fotodiodă exterioară conectată la amplificator. Au rezultat următoarele:

— pentru ROL 163: $I_{LPD}/I_B > 400$, $I_O/I_{LPD} \approx \approx$ ct (determinat de β) și $I_{t2}/I_{PD} = 0,3 \div 4$ pentru $\lambda = 450 \div 900$ nm;

— pentru ROL 165 C: transimpedanța $A_z = \Delta V_O/I_{LPD}$ a fotodetectorului crește cu aproximativ 10% atunci cînd se luminează și circuitul, în concordanță cu calculele teoretice ($A_F/A_{PD} = 0,045$ mm²/0,5 mm², $R_{PD} \approx R_r \Rightarrow R_T \approx 1,1 R_0$);

— liniaritatea răspunsului nu este afectată de iluminarea circuitului (punctele experimentale sînt marcate pe fig. 4).

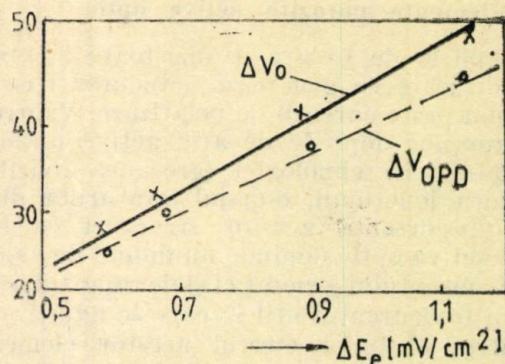


Fig. 4. Variația teoretică și experimentală a tensiunii de ieșire ΔV_O — respectiv ΔV_{OPD} — funcție de variația iradianței ΔE_e (scară liniară).

4. Concluzii

Din calculele și măsurătorile efectuate a rezultat că răspunsul la o iluminare exterioară depinde și de curenții generați optic în componentele amplificatorului. Fotocurenții acestor componente se pot micșora prin acoperirea acestora cu oxizi ce au maxim de reflexie la lungimile de undă de interes și prin micșorarea ariilor active optic ale acestora (acoperite cu metal). În cazul în care această metodă nu poate fi utilizată, schema trebuie astfel aleasă încît iluminarea circuitului să nu micșoreze responsivitatea totală).

Bibliografie

- [1] Vasile, St., ș.a.: *Lucrările CAS* 1987, p. 93.
- [2] Budianu, E. ș.a.: *EEA*, 27, nr. 1, 1983, p. 33.
- [3] Hovel, J. H.: *Semiconductor and Semimentals*, vol. 11, Solar Cells (Academic Press, New York, 1975).
- [4] Hagimă, D.: Raport tehnic — iunie 1988.
- [5] Hagimă, D., et. al.: *Rev. Roum. Sci. Techn.* 1, p. 63, 1989.

COMUTATOR ANALOGIC CMOS
MULTIPLEXOR ANALOGIC
MEMORIE DE CONTROL
TRANSLATOR DE NIVEL

Matrice de comutatoare analogice cu memorie de control MMC 355, MMC 356

HORIA GIUROIU*, LIVIU FILIPPI** — BUCUREȘTI

Introducere

Centralele telefonice electronice cu comutație spațială cu modulație de impulsuri în amplitudine realizate la Electromagnetica folosesc în câmpul de comutație comutatoare analogice CMOS, comandate cu porturi paralele tip 8255. Pentru reducerea consumului de curent și a dimensiunilor fizice ale centralelor s-au proiectat și realizat la Microelectronica, în tehnologie CMOS B, matricile de 8×8 comutatoare analogice cu memorie de control MMC 355 (cu accesul serial al informației de programare) și MMC 356 (cu accesul paralel al informației de programare). Circuitele înlocuiesc 8 multiplexoare analogice MMC 4051 și un port paralel MMN 8255, la un consum static de curent de cel puțin 50 de ori mai mic.

1. Descriere

Circuitele MMC 355, MMC 356 sînt matrici de comutație conținînd 64 comutatoare analogice, decodificatoare de adresă, memorie de control și transatoare de nivel logic.

Schema bloc este prezentată în figura 1. Ținînd seama de destinația sa, pentru a reduce numărul de terminale și a scurta timpul de programare, matricea de 8×8 comutatoare analogice a fost organizată ca 8 multiplexoare analogice cu intrări comune ($X_0, X_1, \dots, X_7$) și ieșiri $Y_0, Y_1, \dots, Y_7$. Fiecare multiplexor analogic poate fi inhibat (toate comutatoarele analogice din multiplexorul respectiv sînt blocate).

Programarea stării comutatoarelor se face pentru fiecare multiplexor în parte. Cuvîntul de comandă are 7 biți ($D_0, D_1, \dots, D_7$). Cu biții D_6, D_5, D_4 se selectează (DCD_Y) multiplexorul, cu D_3, D_2, D_1 se selectează (DCD_X) un comutator din multiplexor, iar cu bitul D_0 se stabilește dacă multiplexorul selectat va fi inhibat ($D_0 = 0$) sau nu. Cuvîntul de comandă pentru fiecare multiplexor este memorat intern. Pentru circuitul MMC 355 încărcarea cuvîntului de comandă se face serial în registrul de

intrare, pe frontul pozitiv al impulsului de ceas CK. Pentru MMC 356 încărcarea se face paralel. Circuitul 355 este prevăzut cu 3 intrări de

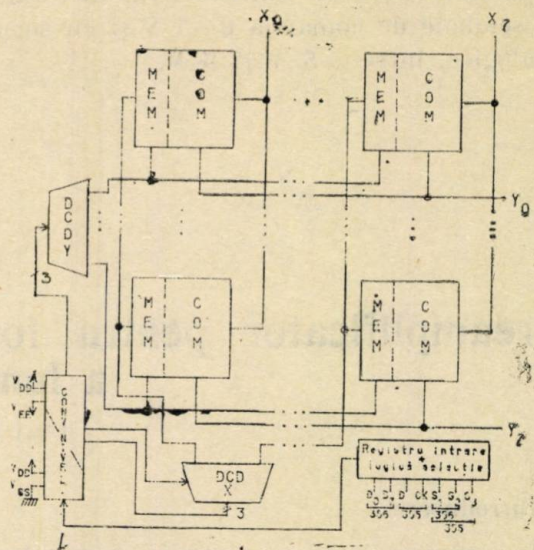


Fig. 1 — Schema bloc a circuitelor MMC 355/356.

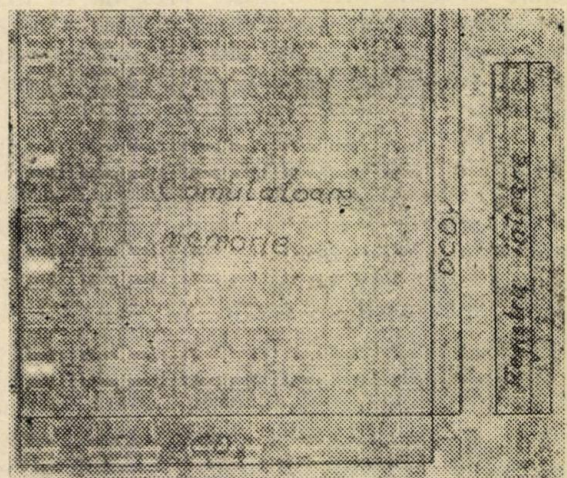


Fig. 2 — Microfotografia circuitului MMC 355.

* Întreprinderea Microelectronica — București.

** Întreprinderea Electromagnetica — București.

selecție, iar MMC 356 cu 2 intrări de selecție. Existența mai multor intrări de selecție permite extinderea pe 2 direcții a configurației fără logica suplimentară.

Intrările de comandă sînt operate între V_{SS} și V_{DD} , iar comutatoarele analogice între V_{EE} și V_{DD} , în interior fiind prevăzute convertitoare de nivel logic. Intrările de comandă sînt conectate la V_{DD} sau V_{SS} prin rezistențe. Comutatoarele analogice sînt construite cu tranzistoare complementare, cu polarizarea specială a substratului tranzistorului de tip n , cu rezistența scăzută în conducție, cu performanțe asemănătoare circuitelor MMC 4051 [1].

Circuitele funcționează cu tensiuni de alimentare între 3 și 18 V. Partea de intrare respectiv zona de comutatoare se pot alimenta la tensiuni diferite. Existența a două tensiuni de alimentare permite funcționarea, de exemplu, cu semnale de comanda 0–5 V și cu semnale analogice, între –5 V și 5 V.

Circuitele realizate în tehnologia CMOS B standard, au o arie de cca. 27 mm². Microfotografia circuitului MMC 355 este prezentată în figura 2. Circuitele MMC 355, MMC 356 au respectiv 24 și 28 terminale. Circuitele au funcționat de la prima rulare. Performanțele dinamice sînt: diafonie mai bună de 85 dB la 3,4 kHz, distorsiuni mai mici de 0,3% la 1 kHz, pe o rezistență de sarcină de 1 kohm, la o tensiune de alimentare de 15 V.

2. Concluzii

S-a realizat „comprimarea” unei zone de comutație de 8×8 comutatoare și memoria de control aferentă într-un singur circuit CMOS cu imunitate mare la zgomot și consum redus de curent.

Bibliografie

*** Microelectronica Data Book, 1985.

FASCICUL OPTIC UTIL
MĂSURARE PRECISĂ
COMPENSARE AUTOMATĂ
A LUMINII AMBIANTE

Preamplificator pentru fotocelulă cu compensare automată a luminii ambiante

EMIL SMEU* — BUCUREȘTI

Introducere

În multe aplicații este nevoie să se măsoare intensitatea unui fascicul luminos emis de un LED sau, mai rar, de un laser. Măsurarea este însă dificilă, deoarece fotoreceptorii uzuali cu semiconductori „văd” și lumina ambiantă (chiar dacă au sensibilitate maximă în afara spectrului vizibil — în IR, la aprox. 0,9 μm, pentru cei cu Si), iar aceasta este puternic fluctuantă (exemplul cel mai grosier fiind ciclul zi-noapte). În condiții normale, fasciculul util ar fi practic „îngropat” în lumina ambiantă. Pentru măsurare, montarea unor filtre optice în fața fotoreceptorului nu constituie o bună soluție, deoarece lumina ambiantă poate conține componente fluctuante chiar în banda de trecere a filtrelor, iar acestea introduc și o atenuare, micșorînd sensibilitatea globală a sistemului.

Soluția cea mai simplă constă în pulsarea fasciculului optic util, introducînd astfel o distincție artificială între lumina ambiantă și acesta, în vederea procesării. Procedul este

cunoscut, dar utilizările sale sînt restrînse, în general, la aplicații de tip alarmă optică, ce sesizează doar întreruperea fasciculului pulsant. Un exemplu în acest sens este lucrarea [1].

1. Schemă propusă. Parametri

Lucrarea de față propune un circuit original simplu, care livrează o tensiune pulsantă identică cu fasciculul optic util, de nivel proporțional cu intensitatea lui, compensînd automat lumina ambiantă, chiar rapid fluctuantă.

Schema-bloc este reprezentată în figura 1.

FC = fotocelulă (ROL Oll sau ROL 11)

AO₁ = convertor I/U (amplificator operațional cu intrare FET)

AO₂ = amplificator inversor cu amplificarea (–A)

AO₃ + P (poartă analogică) = circuit de urmărire și memorare (track & hold)

C₁, C₂ = comparatoare

MS = monostabil ce generează impulsuri de durată Δt

L = LED semnalizare.

* I. I. R. U. C. — București.

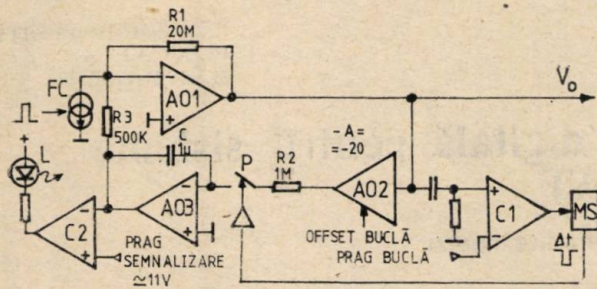


Fig. 1. Schema de principiu a preamplificatorului.

Fotocelula (de arie relativ mare — 16 mm²) a fost conectată ca generator de curent, datorită liniarității superioare. „Citirea” în tensiune duce la saturație incipientă la aproximativ 300 mV (cam puțin), lumina ambiantă de nivel mai mare sau un fascicul optic util mai intens putând duce la neliniaritate puternică.

Preamplificatorul face parte din categoria schemelor de auto — zero. Între pulsuri optice utile, poarta analogică *P* se află în starea „on”, schema compensând fotocurentul *I* generat de fotocelulă datorită luminii ambiante. În această stare, funcționarea schemei este descrisă de o ecuație integrală banală, în urma rezolvării căreia a rezultat soluția:

$$V_o(t) = \alpha + \beta \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (1)$$

unde $\alpha, \beta = \text{ct.}$

$$V_{o \text{ staționar}} = \lim_{t \rightarrow \infty} V_o(t) = \alpha = \left(1 + \frac{1}{A}\right) V_{off2} + \frac{V'_{off3}}{A}, \quad (2)$$

unde $V'_{off3} = V_{off3} - R_2 I_B$, I_B = curentul de polarizare al AO_3 pe intrarea —.

Pentru $A \gg 1$ rezultă $V_{o \text{ staționar}} \approx V_{off2}$. (3)

În concluzie, performanțele compensării luminii ambiante (performanțele de curent continuu) depind de AO_2 . S-a folosit $\beta M 108 A$ — de tip super-beta, cu derivă termică redusă. V_{off2} se reglează ușor cu precizie de $\pm 0,1$ mV, iar $\Delta V_{off2}/\Delta t^\circ = 5 \mu V/C^\circ$ max. Considerând $V_{o \text{ max}} = 10$ V, asemenea performanțe corespund la o rezoluție spectaculoasă de 16 biți (acceptând, pentru convertorul *A/D*, o neliniaritate integrală de ± 1 LSB) și o derivă termică maximă (datorată doar preamplificatorului prezentat) de $\pm 0,5$ ppm/ $^\circ C$. Experimental s-a obținut, pentru $t^\circ \approx 20^\circ C \pm 15^\circ C$, $V_{o \text{ staționar}} \approx \pm 46 \mu V$, adică $\pm 4,6$ ppm. Rezultă neta superioritate a schemei prezentate, față de orice procedeu pur digital, chiar pretențios.

AO_1 și AO_3 sînt de tip $\beta F 356$ (cu intrare *FET*, alese pentru curenții de polarizare mici). Comparatoarele C_1, C_2 sînt incluse într-o capsulă $\beta M 339$. Pragul buclei (la C_1) se reglează la $4 \div 5$ mV (pentru a preveni eventuale triggerări false). În momentul apariției unui puls optic util, C_1 și *MS* trec poarta *P* în starea „off”, întrerupînd bucla de compensare a luminii ambiante, integratorul cu AO_3 trecînd în stare de memorare (hold). După timpul Δt ($\approx 1,1$ ms), impus de *MS*, bucla trece din nou în starea de urmărire-compensare a eventualelor fluctuații ale luminii ambiante (track). Condiția de bună funcționare a schemei este: durata pulsului optic util $< \Delta t$ și durata pauzei între două asemenea pulsuri $> (5 \div 6)\tau = 6,25 \div 7,5$ ms, unde τ (constanta de timp a circuitului) rezultă din relația:

$$\tau = \frac{R_2 R_3 C}{R_1 A} = 1,25 \text{ ms.} \quad (4)$$

Schema poate astfel compensa (în pauzele dintre pulsuri optice utile) chiar fluctuații rapide ale luminii ambiante.

C_2 semnalizează (prin aprinderea *LED*-ului *L*) un nivel anormal de mare al luminii ambiante, care poate satura bucla de compensare. Pragul de semnalizare se fixează la aproximativ 11 V.

Monostabilul *MS* și poarta analogică *P* sînt de tip *CMOS* (μE).

2. Concluzii

Deși nu este pretențioasă și componentele sînt comune (cele mai „neobișnuite” fiind două potențiometre semireglabile multitură), schema prezentată este performantă. Ea se pretează la aplicații semnificativ mai pretențioase decît cele de tip alarmă optică [1], dintre care merită menționate: măsurarea intensității emisie *LED*-urilor (și trasarea caracteristicii de directivitate), măsurarea nivelului de fum și praf în medii industriale, măsurări de transparență și reflexie, măsurarea puterii laserilor — toate în condiții normale de lumină ambiantă. Autorul a utilizat schema într-o aplicație de tipul ultimei citate (experimentele preliminare și „punerea la punct” fiind făcute cu un *LED* în *IR*), în timp ce multe powermetre și radiometre laser, produse chiar de firme de prestigiu, au compensare manuală a luminii ambiante.

Bibliografie

- [1] Bushong D. B.: AGC — controlled light beam detector ignores ambient light changes — *Electronic Design*, September 17, 1981, p. 188.

CONVERSIE 12 BIȚI
PC/XT/AT
MĂSURĂTORI

Unitate de conversie analog digitală pentru sisteme PC/XT/AT

CORNEL TRIȘCĂ — RUSU* — BUCUREȘTI

Introducere

Modulul a fost conceput din necesitatea de a putea achiziționa numeric un semnal analogic, pe un calculator ce prezintă mari facilități hardware și software, pentru necesități de laborator.

1. Considerații teoretice

Unitatea de achiziție de date analogice este de fapt un simplu sistem de digitizare. Intrarea fiind o mărime analogică iar ieșirea fiind un cuvânt digital codat și o informație de stare, ce indică validitatea cuvântului digital. Cel mai simplu sistem de achiziție de date este format dintr-un convertor analog digital și un circuit tampon pentru comunicarea cu calculatorul.

În multe cazuri se impune achiziția unor semnale mici, ceea ce necesită intercalarea unui preamplificator între semnalul de măsurat și convertorul analog digital pentru a normaliza mărimea intrării analogice la nivelul de 5 sau 10 volți, unipolar sau bipolar. Pentru o mai mare versatilitate se impune ca preamplificatorul să aibă un câștig programabil.

În cazul măsurării unei mărimi analogice, pentru corectitudinea rezultatului este necesar ca pe durata conversiei, mărimea analogică să fie stabilă ca nivel, ceea ce se întâmplă doar

în cazul semnalelor cu variație foarte lentă în timp în raport cu timpul de conversie al convertorului analog digital.

În general acest timp de conversie, pentru convertoarele uzuale este de ordinul microsecundelor (10—35). Acest lucru implică memorarea analogică a semnalului de intrare pe durata conversiei cu ajutorul unor circuite sample-and-hold. Folosirea acestor circuite permite eșantionarea precisă a semnalului de intrare la intervalele de timp dorite.

Până acum s-a făcut referirea la achiziția unui singur semnal analogic. În cazul în care se dorește achiziționarea unui număr mai mare de semnale analogice se impune utilizarea unui multiplexor analogic. Soluția cea mai economică este prin montarea multiplexorului analogic înaintea preamplificatorului.

2. Descrierea unității de achiziție de date

Având în vedere considerațiile teoretice mai sus prezentate și semnalele specifice bus-ului sistemelor PC/XT/AT s-a proiectat o unitate de achiziție a cărei schemă-bloc este prezentată în figura 1.

Blocul multiplexor poate prelua un număr de 16 canale simple sau 8 canale diferențiale.

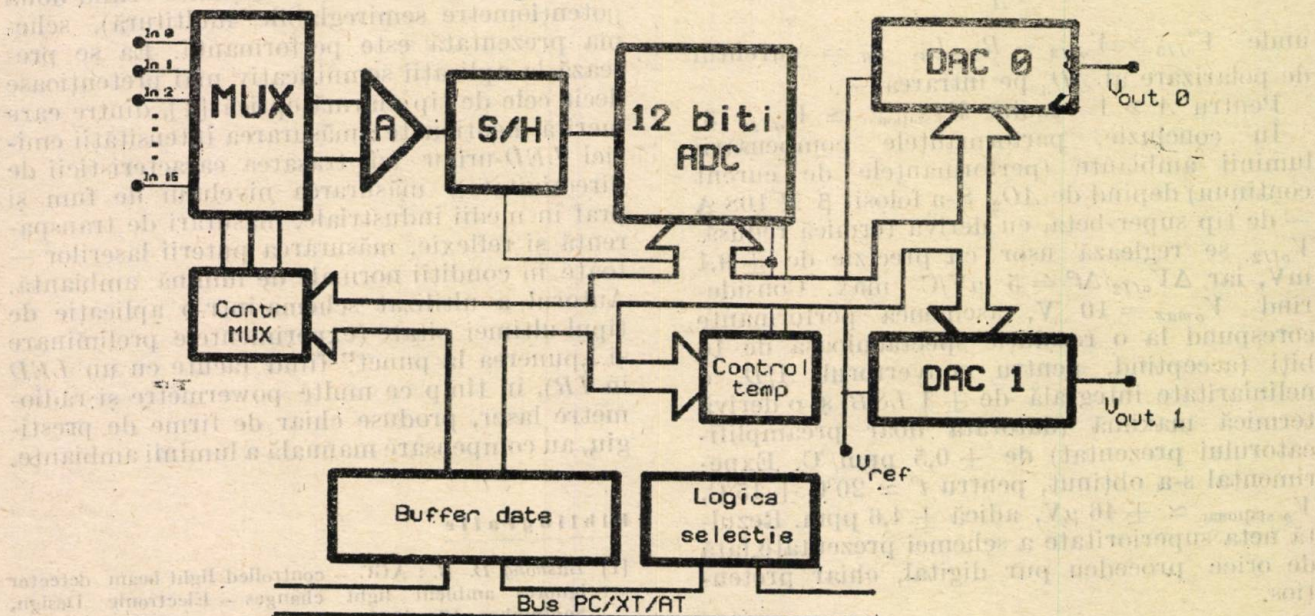


Fig. 1. Schema-bloc a unității de conversie analog-digitală.

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București

Baleierea semnalelor de intrare se face sub comanda blocului de control multiplexor.

Semnalul preluat de la ieșirea blocului multiplexor este preluat de către amplificatorul de instrumente.

Prin intermediul blocului sample-hold mărimea este memorată pe durata conversiei convertorului analog digital de 12 biți AD574, care are un timp de conversie de 15–35 de microsecunde.

Informația de stare provenită de la convertor acționează asupra blocului de control și temporizare și permite citirea de către calculator a celor 12 date pe bus-ul sistemului.

Totodată convertorul poate lucra atât în mod unipolar cât și bipolar, permițând citirea unor valori cuprinse între -5 și $+5$ volți sau -10 și $+10$ volți în cazul bipolar sau $0-10$ volți în cazul unipolar.

În cadrul schemei au fost prevăzute și două convertoare digital analogice de 10 biți, care au rolul de a genera două tensiuni programabile Vout 0 și Vout 1 pornind de la o sursă de referință V_{ref} . Această sursă de referință poate să fie internă sau externă plăcii. În cazul sursei interne aceasta o reprezintă însăși convertorul analog digital AD 574, care la pinul 8 scoate o tensiune de 10,00 volți.

Blocul de control și temporizare trebuie să asigure o eșantionare corectă a semnalului de intrare.

Circulația datelor între bus-ul PC/XT/AT și blocurile componente ale plăcii se efectuează prin intermediul buffer-elor de date precum și prin intermediul logicii de selecție.

Pentru alimentarea convertorului analog digital s-a folosit un convertor DC—DC ce poate furniza tensiunile de -15 și $+15$ V.

Măsurările în laborator, unde nu sînt surse electrice de zgomot, nu necesită precauții foarte mari pentru eliminarea zgomotului și ca urmare nu trebuie luate măsuri deosebite pentru păstrarea raportului semnal zgomot.

Din punct de vedere al calculatorului, unitatea de achiziție este văzută în spațiul de intrare ieșire al microprocesorului.

La selecția plăcii concură atât adresele cit și semnalele —IOR și —IOW.

2. Concluzii

Din punct de vedere hard sistemul prezintă avantajul că poate fi montat în cadrul calculatorului compatibil IBM PC/XT/AT.

Pentru aplicații de laborator această placă poate ușor înlocui un voltmetru precum și două surse de curent mic.

Facilitățile software ale calculatoarelor IBM PC/XT/AT permit o ușoară prelucrare a informațiilor primite de la unitatea de conversie analog digitală precum și reprezentări grafice pentru mărimile prelucrate.

Marele avantaj față de alte unități similare realizate în țară este faptul că lucrează pe 12 biți. Prin reducerea spațiului ocupat de convertorul DC—DC se pot introduce și alte facilități hard.

Totodată se poate folosi la automatizarea unor procese, la caracterizarea de dispozitive, măsurări de temperaturi etc.

Bibliografie

- [1] *** Data Acquisition Components and Subsystems. Analog Devices, 1979.
- [2] *** Manual Tehnic Fellx PC.

Determinarea parametrilor de planeitate a plachetelor de siliciu

ELIADE ȘTEFĂNESCU, GABRIELA POPESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Apariția plachetelor de siliciu de dimensiuni mari precum și scăderea dimensiunilor liniilor din circuit a determinat acordarea unei mai mari atenții caracteristicilor de geometrie ale plachetei, în special planeității. Planeitatea este în general definită ca deviația suprafeței plachetei de la un plan de referință. Pentru a efectua cu o productivitate corespunzătoare determinarea parametrilor de planeitate este necesară automatizarea analizei de planeitate. Pentru a realiza în țară un astfel de sistem automat [1], a fost realizat în colaborare cu IFTAR, secția „Lasere” un interferometru tip Fizeau având ca sursă de radiație un laser He—Ne cu lungimea de undă $\lambda = 632$ nm. Imaginea spectrului de interferență este achiziționată cu o cameră TV, este digitalizată și prelucrată de un sistem de calcul realizat de IPA — București.

1. Metode de determinare a sensului pantei dintre două franje de interferență

Problema esențială a calculului cotelor punctelor de pe plachetă față de planul de referință, utilizând datele care se pot obține dintr-o interferogramă, o constituie stabilirea sensului pantei care determină distanța dintre două franje de interferență. Pentru aceasta noi cunoaștem două metode:

1. Corespunzător primei metode placheta se așază orizontal (paralel cu planul frontului de undă și cu etalonul). În acest caz franjele

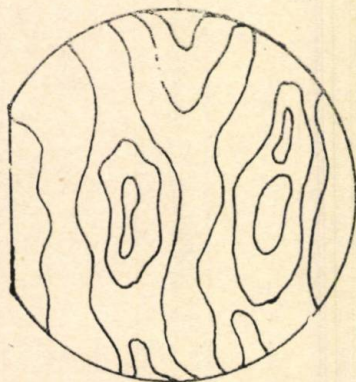


Fig. 1. Exemplu de franje de interferență pe suprafața unei plachete semiconductoare.

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

de interferență pot fi orientate oricum, pot fi închise sau deschise (fig. 1). Când se baleiază în acest caz imaginea pe o anumită direcție de baleiaj, intersecția acestuia cu fiecare franjă de interferență determină o variație de cotă egală cu $\lambda/2$ al cărui sens se stabilește după cum urmează. Instalația dispune de un dispozitiv piezoelectric special care deplasează etalonul corespunzător unui defazaj al undei de 120° , apoi corespunzător unui defazaj de 240° . În acest fel între 2 franje A și B vor apărea 2 franje I și II. Dacă apare mai întâi franja I și apoi franja II (fig. 2) panta este pozitivă. În caz contrar, panta este negativă.

2. Corespunzător celei de-a doua metode placheta este înclinată față de planul de undă sau etalon cu unghiul φ suficient de mare pentru ca toate pantele să fie pozitive (fig. 3). Din aceste metode noi am optat pentru a doua din următoarele motive principale:

— a doua metodă presupune achiziția unei singure imagini, pe când prima metodă necesită achiziția a 3 imagini ce se compară între ele.

— imaginea obținută prin cea de-a doua metodă este mai simplă, deoarece conține doar franje deschise.

2. Algoritmul de calcul a parametrilor de planeitate

Sistemul de calcul determină parametrii de planeitate după următorul algoritm:

1. Selectează parametrii care trebuie calculați: LTV (Linear Thickness Variation), NTV (Nonlinear Thickness Variation), FPD (Focal Plane Deviation), TIR (Total Indicator Reading), LS_i (Local Slope), PUA—TIR (Percent Usable Area — TIR), PUA—FPD, PUA—NTV [2].

2. Acceptă următoarele date de intrare: diametrul plachetei (ϕ), numărul de zone (N) pentru calculul parametrilor locali, limitele de sortare pentru parametrii calculați (LTV, NTV, FPD, TIR, LS_i , TIR—MAX—LOCAL, PUA—TIR, PUA—FPD, PUA—NTV), coordonatele punctelor pentru calculul parametrilor LTV și NTV (P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 — vezi figura 4) și ale punctelor care definesc planul focal (P_1, Q_2, Q_3 — vezi figura 5) și unghiul φ .

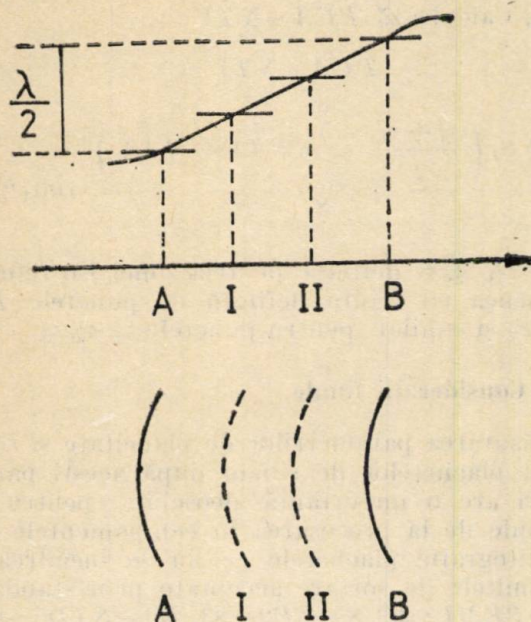


Fig. 2. Deplasarea franjelor de interferență într-un interferometru cu prelucrarea a trei imagini.

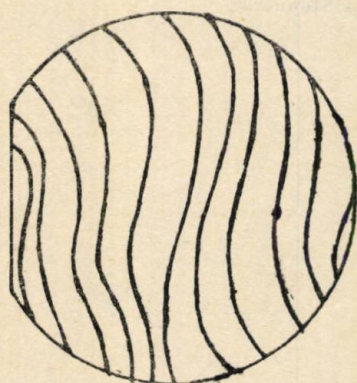
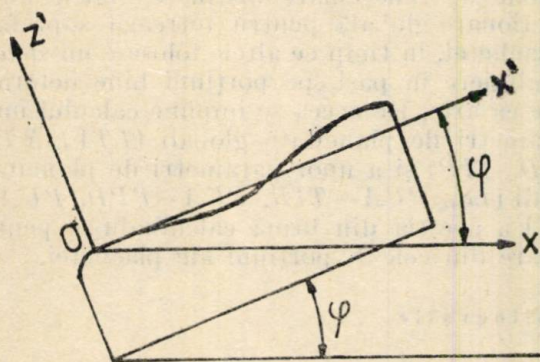


Fig. 3. Formarea franjelor de interferență deschise pentru o plachetă înclinată: interferometru cu prelucrarea unei singure imagini.

3. Se face achiziția imaginii.

4. Fiecărui punct i se atașează un număr corespunzător ordinului franjei de interferență n_i .

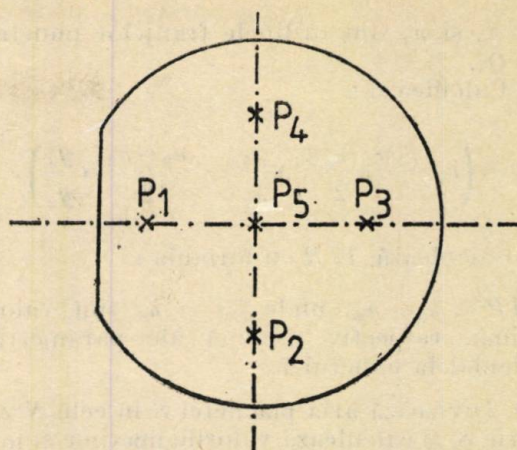


Fig. 4. Dispunerea punctelor pe plachetă pentru definirea parametrilor LTV și NTV.

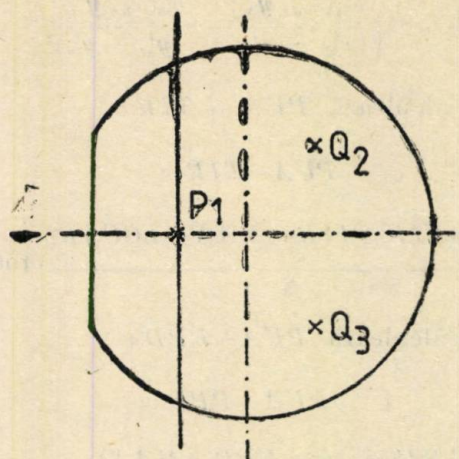


Fig. 5. Dispunerea punctelor pe plachetă pentru definirea planului focal.

5. Calculează variațiile cotelor punctelor P_i (x_i, y_i) cu formula :

$$z_i = \frac{\lambda}{2} n_i \cos \varphi - x_i \sin \varphi.$$

6. Calculează :

$$LTV = \frac{z_1 - z_3}{2} \quad LTV = \frac{z_2 - z_4}{2}$$

$$NTV = \frac{z_1 + z_3}{2} - z_5 \quad NTV = \frac{z_2 + z_4}{2} - z_5.$$

7. Calculează abaterile cotelor față de planul focal :

$$h(x, y) = \left(n - \frac{n_2 + n_3}{2} \cdot \frac{x}{x_2} - \frac{n_2 - n_3}{2} \cdot \frac{y}{y_2} \right) \cdot \lambda,$$

unde n_2 și n_3 sînt ordinele franjelor punctelor Q_2 și Q_3 .

8. Calculează :

$$FPD = \left(n_5 - \frac{n_2 + n_3}{2} \cdot \frac{x_5}{x_2} - \frac{n_2 - n_3}{2} \cdot \frac{y_5}{y_2} \right) \cdot \frac{\lambda}{2}.$$

9. Calculează TIR cu formula :

$TIR = h_M - h_m$, unde h_M și h_m sînt valorile maximă, respectiv minimă ale parametrului h calculat la punctul 7.

10. Divizează aria plachetei S în cele N zone de arie S_i și calculează valorile maxime și minime h_M^i și h_m^i pentru fiecare zonă.

Calculează panta locală :

$$LS_i = \frac{h_M^i(x_M^i, y_M^i) - h_m^i(x_m^i, y_m^i)}{\sqrt{(x_M^i - x_m^i)^2 + (y_M^i - y_m^i)^2}}.$$

11. Calculează $PUA - TIR$:

$$PUA - TIR = \frac{\sum_j S_j (TIR < TIR - MAX - LOCAL)}{S} \cdot 100 (\%).$$

12. Calculează $PUA - FPD$:

$$PUA - FPD = \frac{\sum_j S_j (h(x_j^i, y_j^i) < FPD - MAX)}{S} \cdot 100 (\%).$$

unde x_j^i și y_j^i sînt coordonatele punctelor din centrul zonei j .

13. Calculează $PUA - NTV$:

$$PUA - NTV = \frac{\sum_j S_j \left(\frac{z_1^i + z_3^i}{2} - z_5^i < NTV - MAX \right)}{S} \cdot 100 (\%),$$

unde z_1^i, z_3^i, z_5^i definesc pe aria zonei j o figură asemenea cu figura definită de punctele P_1, P_3, P_5 și similar pentru punctele z_2^i, z_4^i, z_6^i .

3. Considerații finale

Măsurarea parametrilor de planeitate și sortarea plachetelor de siliciu după acești parametri are o importanță deosebită pentru a exclude de la procesarea în echipamentele de fotolitografie plachetele ce nu se încadrează în limitele de sortare acceptate prin standardele SEMI : M1 S-TD2-83, M1-STD5-84, M1-STD6-84, M1-STD7-84, M1-STD8-84 și M1-STD9-84.

Echipamentele fotolitografice folosesc două metode de funcționare distincte : unele au o funcționare globală pentru întreaga suprafață a plachetei, în timp ce altele folosesc un sistem de aliniere în pași, pe porțiuni bine determinate ca arie. De aceea se impune calculul unor parametri de planeitate globali (LTV, NTV, FPD, TIR) și a unor parametri de planeitate locali ($LS_i, PUA - TIR, PUA - FPD, PUA - NTV$), aceștia din urmă calculându-se pentru fiecare din cele N porțiuni ale plachetei.

Bibliografie

- [1] *** Raport de cercetare, martie 1989, contract nr. 845/1987-1992.
- [2] *** SEMI Standards.

CURĂȚIRE MEGASONICĂ
CAVITAȚIE
INCINTĂ EMITĂTOARE
UNDĂ MEGASONICĂ

Instalația de curățire megasonică

ION RISTEA, DOINA IOSIF, VIRGIL BĂRBULESCU, NITIGOR ȘTEFAN,
DANIELA DUMITRU, GABRIELA MARINESCU, PIERRETTE KLIER* — BUCUREȘTI

Introducere

Instalația realizează curățirea la frecvențe megasonice a diverselor părți componente ale mecanismelor din ceasurile de mână. Este prima instalație de curățire megasonică realizată în țară. Spre deosebire de instalațiile de curățire la frecvențe coborâte la care acțiunea de spălare are loc ca urmare a procesului de cavitație, în cazul curățirii megasonice acest proces este urmarea apariției unor unde de presiune ridicată care acționează asupra particulelor de impuritate pe care le desprinde de pe substra-

ratorului și a incintei emițătoare de unde megasonice. Densitățile de putere în domeniul megasonic pot depăși frecvent mărimi de 10 W/cm^2 la incinta generatoare. La aceste densități mari de putere și la frecvențe ridicate de funcționare, accelerațiile și presiunile dinamice dezvoltate în materialele transductoarelor, a mediilor de cuplaj și a mediilor de lucru sînt mari, ceea ce conduce la utilizarea unor materiale piezoceramice dense, medii de cuplaj răcite cu lichide și membrane de transfer adecvate acestor necesități.

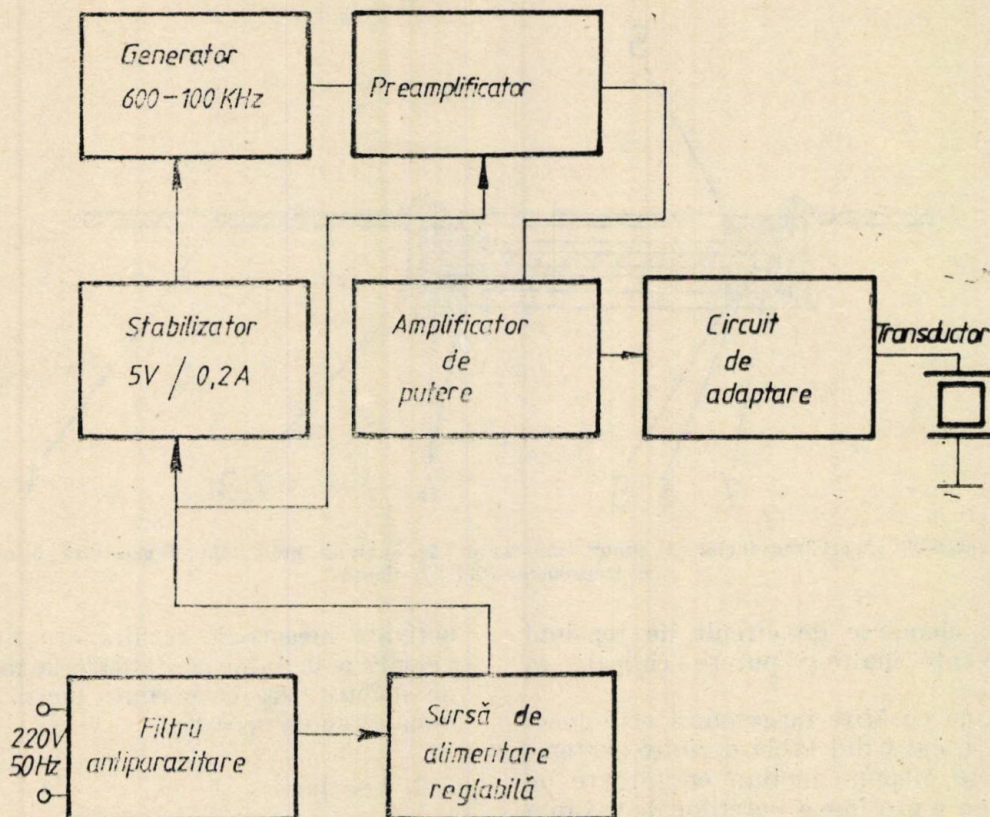


Fig. 1. Schema-bloc a generatorului.

tul murdar. Curățirea megasonică nu este eficientă atunci când impuritățile sînt incluse în substrat.

1. Structura și funcționarea instalației

Frecvența de lucru ridicată impune probleme deosebite de proiectare și de realizare a gene-

Sursa primară de putere este realizată sub forma unui generator de unde megasonice cu o putere utilă de circa 150 W , la frecvența 850 kHz . Deoarece s-a urmărit obținerea unui randament cât mai bun al generatorului, etajul final al acestuia s-a realizat în configurația clasă E. Funcționarea optimă a generatorului este influențată puternic de sarcină, reprezentată prin transductorul piezoceramic. Pentru a asigura transfer maxim de putere se lucrează

* Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice
— București.

pe frecvența de rezonanță serie a transductorului. În același timp este necesară o celulă de adaptare de tip Γ . În figura 1 se dă schema bloc a generatorului.

Metodologia de adaptare și acordare a transductorului de putere la cablul de legătură și respectiv la ieșirea generatorului de putere necesită materiale speciale (ferite de RF, cabluri

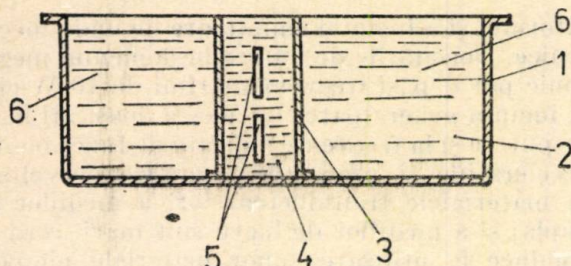


Fig. 2. Instalația de curățire megasonică: 1) cuvă de spălare; 2) mediu de spălare; 3) incintă generatoare; 4) ulei siliconic; 5) discuri piezoceramice; 6) compartimente de spălare.

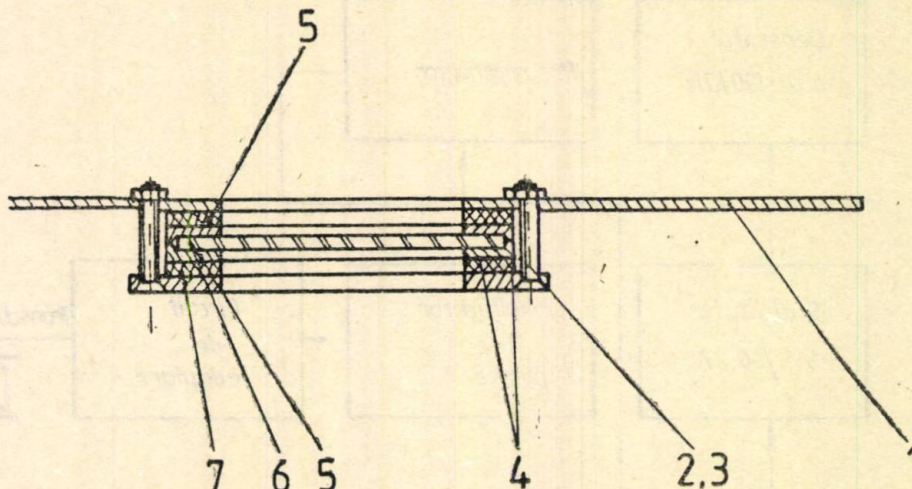


Fig. 3. Subansamblu suport transductor: 1) suport transductor; 2), 3) șurub, piuliță M4; 4) garnitură; 5) inel susținere; 6) transductor PZT; 7) flanșă.

de legătură, elemente de circuit de tensiuni înalte, frecvențe înalte și putere ridicată în RF).

Instalația de curățire megasonică este constituită dintr-o cuvă din tablă de inox austenitic în care se dispune incinta emițătoare de ultrasunete cu o grosime a pereților de 0,3 mm în poziție verticală, figura 2.

Incinta emițătoare conține două elemente piezoceramice, transductoare de putere. Materialul din care este realizat discul piezoceramic pentru domeniul megasonic satisface următoarele condiții: coeficient de cuplaj electromagnetic longitudinal mare și factor de calitate mare ($>10^3$), frecvență de oscilație mare ($600 \div 1000$ kHz).

Montura mecanică a transductorului constă dintr-o placă de oțel inox cu o grosime de $0,6 \div 0,8$ mm pe care se fixează elastic și izolat de placă discul piezoceramic generator de unde megasonice (figura 3). Legătura electrică se face prin intermediul unui cablu coaxial de putere prevăzut cu mufă RF de putere. Cuplajul acustic între elementele piezoceramice și mediul de spălare se face prin intermediul uleiului siliconic care umple incinta emițătoare și prin intermediul pereților incintei.

Transferul de energie dintre incintă și mediul de spălare se face prin membranele de inox foarte subțiri sudate pe fețele laterale ale incintei, pe degajările circulare practicate simetric pe fețele incintei, emițătoare, în dreptul discurilor piezoceramice. Emițătorul astfel realizat generează și radiază simetric perpendicular pe planul discurilor generatoare, astfel încât asigură activarea mediului de spălare în ambele părți ale cuvei de spălare. Aceste două volume

activate megasonic rezultă din fixarea transversală a incintei emițătoare la mijlocul cuvei de spălare ceea ce permite lucrul simultan cu două cuve de spălare.

2. Concluzii

Instalația permite utilizarea ei și în alte domenii ale industriei, acolo unde curățirea chimică sau ultrasonică este inefficientă.

Bibliografie

- [1] Măyer, A., Schwartzman, S. Journal of Electronic Materials, 8, p. 855, 1979.
- [2] Mayer, A., Schwartzman, S. U. S. Patent, 3.893.869, 1978.
- [3] Schwartzman, S. U. S. Patent, 4.543.130, 1985.

PARAMETRII DE FIABILITATE
ÎMBĂTRÂNIRE ACCELERATĂ
BANCĂ DE DATE

Program pentru prelucrarea datelor de fiabilitate

MIHAIL TĂZLĂUANU, MARIUS BĂZU, OCTAVIAN BUIU,
LUCIAN GĂLĂȚEANU, ANDREI VIEROȘANU* — BUCUREȘTI

Introducere

Lucrarea prezintă un program numeric utilizat în cercetările de fiabilitate. Acesta permite prelucrarea statistică a datelor experimentale în vederea determinării parametrilor și funcțiilor de fiabilitate și stocarea datelor

într-o bancă de date de fiabilitate. A fost folosit și pentru proiectarea unor programe de fiabilitate în domeniul încercărilor accelerate, modelării efectului condițiilor complexe de mediu și analizei mecanismelor de defectare ale dispozitivelor semiconductoare.

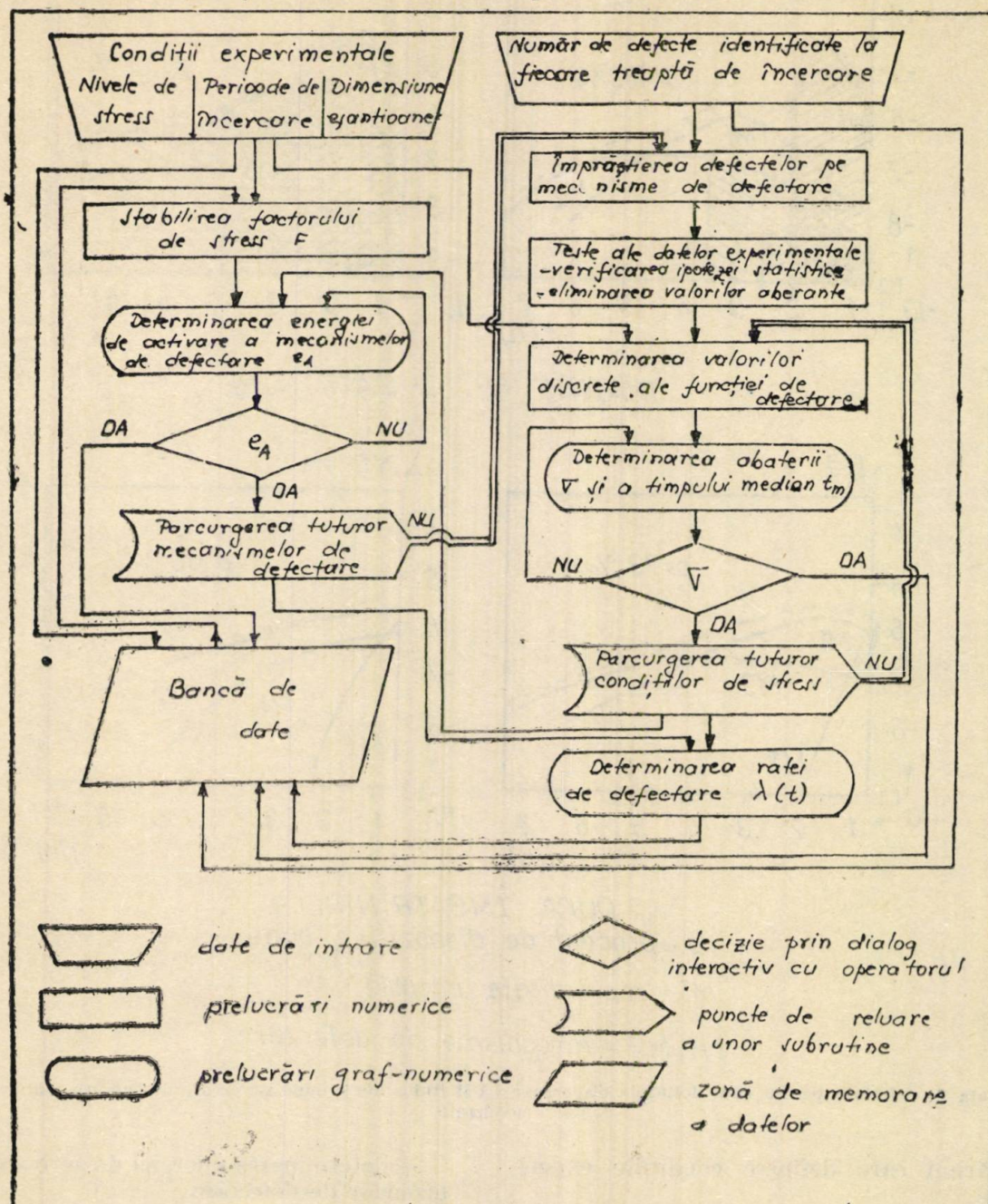


Fig. 1. Structura programului numeric pentru determinarea parametrilor de fiabilitate

* Institutul de Cercetări pentru Componente Electronice — București.

1. Descrierea programului

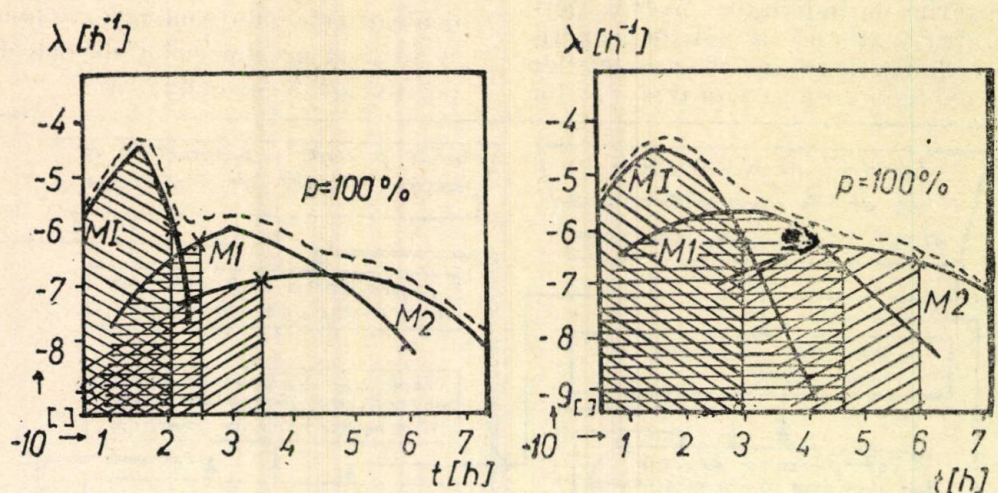
Datele de intrare ale programului, în funcție de specificul aplicației, pot fi:

- rezultate experimentale preluate direct din încercările de fiabilitate;
- informații stocate în banca de date;

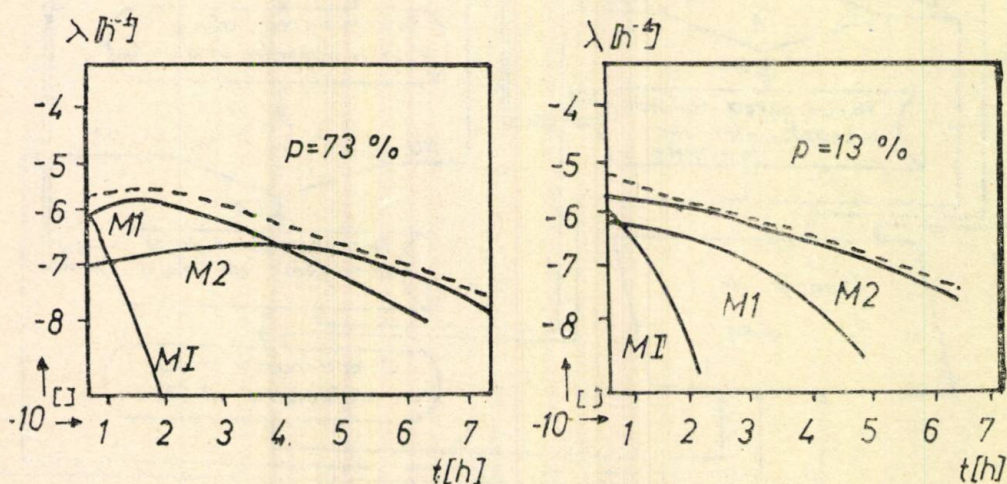
- împărțirea defectelor identificate pe mecanisme de defectare;
- testarea consistenței statistice a datelor cu rejectarea valorilor aberante și validarea ipotezelor statistice considerate;
- determinarea parametrilor distribuției statistice;

LOT A

LOT B



ÎNAINTE DE ÎMBĂTRÂNIRE



DUPĂ ÎMBĂTRÂNIRE

p = procent de dispozitive bune

MI = mortalitate infantilă

$M1, M2$ = mecanisme de defectare

Fig. 2. Rata de defectare pentru două loturi de dispozitive (A și B) înainte și după sortarea printr-un program de îmbătrânire accelerată.

— mărimi care definesc condițiile experimentale.

Principalele etape în prelucrarea statistică a datelor sînt;

— determinarea energiei de activare a mecanismelor de defectare;

— determinarea distribuției în timp a ratei de defectare,

Determinarea valorilor parametrilor statistici este realizată secvențial [1] prin dialog interactiv între program și operator. Decizia operatorului, de validare a rezultatelor calculate, de modificarea acestora sau reluarea unor secvențe de prelucrare se bazează pe imaginea grafică afișată. Aceasta conține atât reprezentarea valorilor discrete calculate până la acel moment cât și interpolarea acestora prin curbe a căror formă este impusă de teoria statistică considerată. Algoritmul de interpolare se bazează pe metoda celor mai mici pătrate. Modelarea influenței factorilor de stress mecano-climatici și de polarizare este realizată pe baza unui model dezvoltat de autori [2]. Rezultatele programului sunt stocate, realizându-se o bancă de date de fiabilitate. În figura 1 este prezentată organigrama programului.

2. Exemplu de aplicare al programului

Structura modulară în care este conceput programul permite utilizarea independentă a subrutinelor care-l compun în realizarea unor studii de fiabilitate. În continuare este prezentat un exemplu de proiectare și testare teoretică a oportunității unui program de îmbătrânire accelerată destinat eliminării mortalității infantile. Sunt considerate două loturi (*A* și *B*) ale aceluiași tip de dispozitiv. În afara mortalității infantile (*MI*) au fost identificate alte două mecanisme de defectare *M1* și *M2*. Parametrii statistici pentru fiecare mecanism al fiecărui lot (abaterea, timp median, energia de activare, rata de defectare) sunt determinați și stocați în banca de date pe baza rezul-

tatelor unor experimente de fiabilitate anterioare. În figura 2 *a* și 2 *b* este prezentată variația în timp a ratei de defectare pentru fiecare mecanism și a valorii globale. Funcționarea la 125°C timp de 168 h implică evoluții diferite în timp real pentru cele 3 mecanisme (zonele hașurate din figura 2 *a* și 2 *b*). Evoluția estimată a ratei de defectare după programul de îmbătrânire este prezentată în figura 2 *c* și 2 *d*. Se observă obținerea diminuării, cu peste un ordin de mărime, a valorii ratei de defectare. Dacă în cazul lotului *A* eliminarea, prin programul de îmbătrânire a 27% din dispozitive poate fi acceptată, în cazul lotului *B* programul de eliminare a mortalității infantile nu poate fi aplicat întrucât conduce la eliminarea a 87% din numărul total de dispozitive.

3. Concluzii

Programul prezentat a permis, în afara eficientizării activității de prelucrare a volumului mare de date experimentale, dezvoltarea unor tehnici și direcții noi de analiză în domeniul fiabilității. Utilizarea unor criterii de defectare flexibile și stabilirea, prin iterații succesive, a constantelor legilor de accelerare au permis estimarea fiabilității dispozitivelor destinate funcționării în condiții mecano-climatiche speciale.

Bibliografie

- [1] Reynolds, F. : Proc. IEEE, vol. 62, p. 212, feb. 1974.
- [2] Băzu, M., Plugaru, R., Stoica, A., Tăzlăuanu, M., Gălăfeanu, L., Ilian, V. : Lucrările CAS, P. 387, 1980.

ÎNGUSTAREA BENZII INTERZISE
SIMULAREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE
CONCENTRAȚIE INTRINSECĂ EFECTIVĂ

Influența modelelor de îngustare a benzii interzise asupra calculului lui β și f_T

ANTONIU GHEORGHE, DAN SACHELARIU, GHEORGHE DIMA, M.D. PROFIRESCU,* MIRCEA BODEA** — BUCUREȘTI

Introduce

Este cunoscut faptul că îngustarea benzii interzise datorită dopajului puternic prezent, pentru tranzistoarele bipolare, în special în regiunea emitorului are un efect major asupra lui β și f_T . Fenomenul este însă complex astfel încât s-au propus mai multe modele care diferă semnificativ unul de altul. Deoarece nu există încă un punct de vedere unanim asupra utilizării unuia sau altuia din aceste modele am făcut

o analiză comparativă a rezultatelor ce se obțin cu fiecare model. Instrumentul de lucru l-a constituit un simulator bidimensional de tranzistor bipolar [1] ce are posibilitatea selectării unuia sau altuia dintre aceste modele. Studiul s-a făcut asupra unui tranzistor bipolar *pnp*, rezultatele obținute fiind comparate cu cele măsurate pe modelul experimental.

1. Modele pentru îngustarea benzii interzise

Îngustarea benzii interzise s-a luat în considerare prin introducerea cîmpurilor corectate (1), în expresiile curenților de drift.

* Institutul Politehnic — București.

** Institutul de Cercetare pentru Componente Electronice — București.

$$E_c = E - \frac{kT}{q} \text{grad} \ln \frac{n_{ie}}{n_i}$$

$$E_v = E + \frac{kT}{q} \text{grad} \ln \frac{n_{ih}}{n_i} \quad (1)$$

n_{ie} și n_{ih} reprezintă concentrațiile efective intrinseci pentru electroni și goluri. După cum se observă din figura 1, care prezintă dependența concentrației efective intrinseci n_{ie} de concentrația de donori, diferențele între modelele propuse de Mock (1), Slotboom (2) și Van Overstraeten (3) sînt importante în special la concentrații mari de impurități. O expresie analitică care modelează aceste rezultate și pe care am utilizat-o este cea propusă în [2]:

$$n_{ie}(T, N_D) = \exp \left(a_1(T) + a_2(T) \times \left(\frac{N_D}{10^{17} \text{ cm}^{-3}} \right)^{a_3(T)} \right) \text{ cm}^{-3}, \quad (2)$$

unde coeficienții $a_1(T)$, $a_2(T)$, $a_3(T)$, dependenți de temperatura T , au expresii ce depind de fiecare model în parte. În lipsa altor rezultate am considerat ca $n_{ie} = n_{ih}$ și în expresia (2) concentrația N_D am înlocuit-o cu concentrația totală $N_T = N_D + N_A$.

Factorul β se calculează cu relația $\beta = I_c / I_B$, iar frecvența de tăiere cu ajutorul relațiilor (3):

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\frac{\Delta Q_P}{\Delta I_C}}, \quad Q_P = \int_D p \, dx \, dy \quad (3)$$

ΔQ_P este variația sarcinii de goluri acumulată în structură la o variație a curentului de colector ΔI_C .

2. Rezultate

S-a analizat un tranzistor bipolar de tip *pnp* avînd concentrația de suprafață a emitorului de $1 \cdot E + 20 \text{ cm}^{-3}$, concentrația de suprafață a bazei de $5 \cdot E + 18 \text{ cm}^{-3}$, iar concentrația stratului epitaxial de $2,5 E + 16 \text{ cm}^{-3}$. Adîncimea joncțiunii emitor-bază este de $0,6 \text{ } \mu\text{m}$ și adîncimea joncțiunii bază-colector de $1 \text{ } \mu\text{m}$. S-au făcut determinări ale lui β și f_T pentru tensiunea colector-bază $V_{CB} = -6 \text{ V}$ și pentru cinci valori ale tensiunii emitor-bază $V_{EB} = 0,7 \text{ V}$, $0,75 \text{ V}$, $0,8 \text{ V}$, $0,85 \text{ V}$ și $0,9 \text{ V}$.

În figura 2 se prezintă dependența factorului β (ordonată este logaritmică pe ea reprezentîndu-se $\log(\beta)$) în funcție de curentul de colector. Curba (1) corespunde cazului în care $n_{ie} = n_i = \text{ct.}$, iar curbele (2) și (3) corespund respectiv modelelor propuse de Mock și Slotboom. Curba (4) reprezintă rezultatele obținute pentru structura experimentală. Se observă că pentru cazul $n_i = \text{ct.}$ valorile lui β sînt cu mai mult de un ordin de mărime mai mari decît cele observate experimental. Luarea în considerare a îngustării benzii interzise conduce la

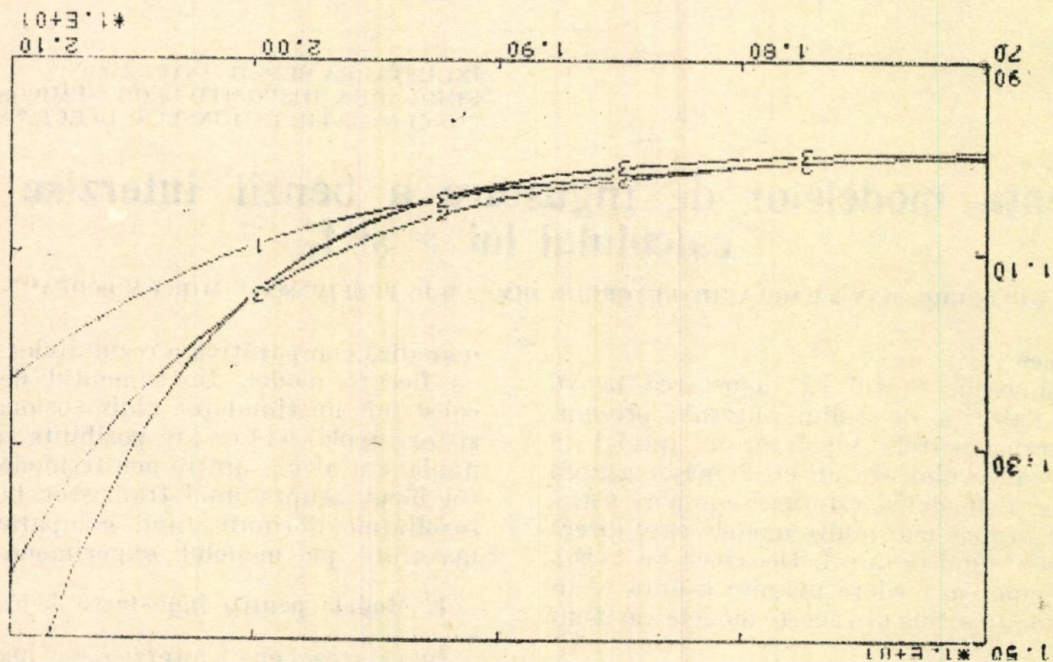
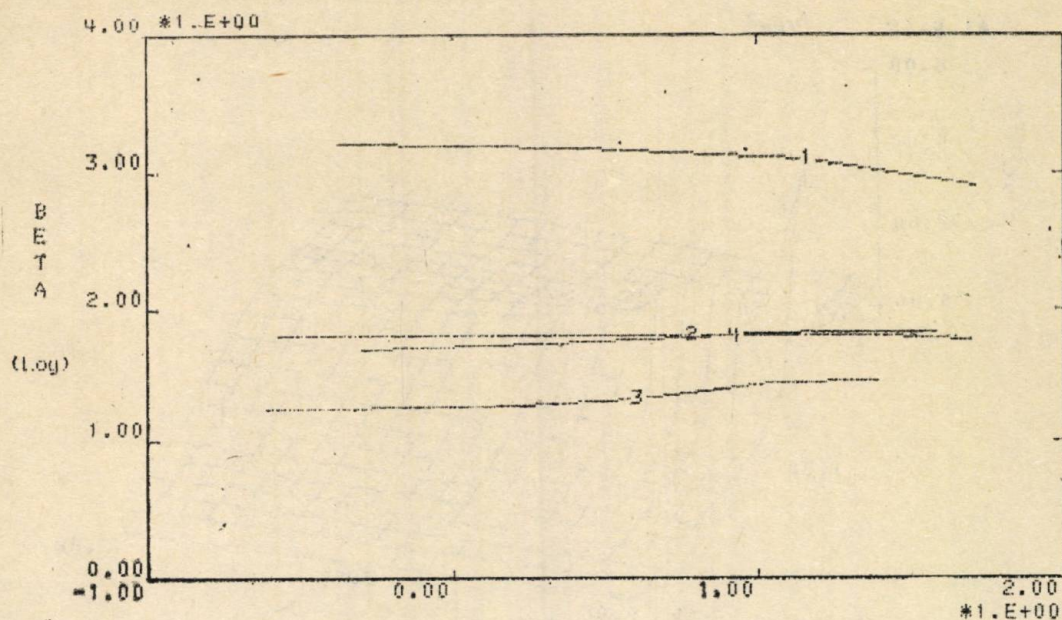
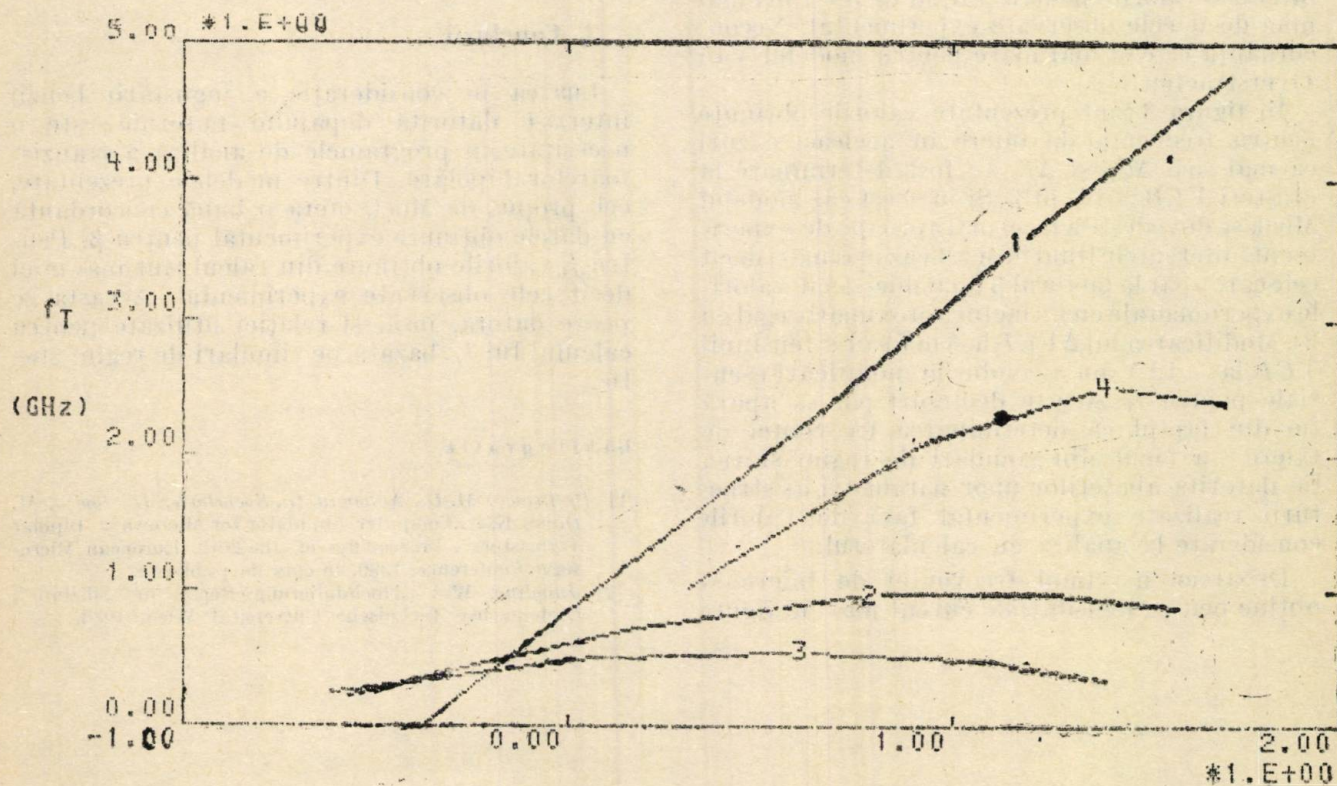


Fig. 1. Dependența concentrației efective intrinseci n_{ie}/cm^{-3} de concentrația de donori.

Fig. 2. Dependența factorului β de I_c .Fig. 3. Dependența frecvenței de tăiere f_T de I_c .

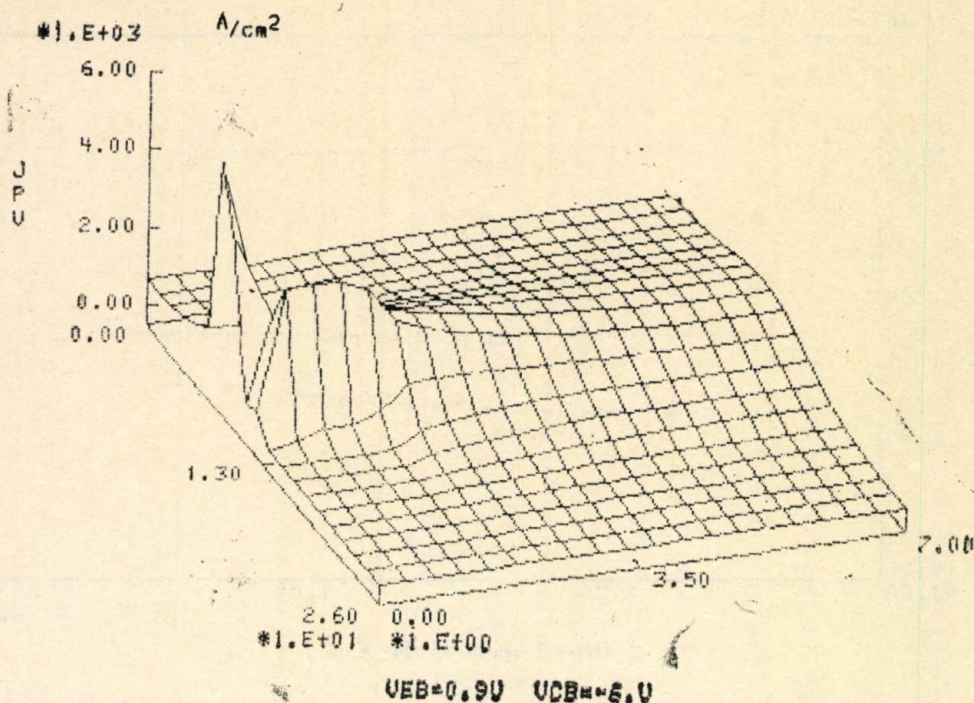


Fig. 4. Componenta verticală a densității curentului de goluri ($V_{EB} = 0,9\text{V}$, $V_{CB} = -6\text{V}$).

valori pentru β mai apropiate de valorile măsurate. Pentru modelul propus de Mock concordanța cu datele experimentale este bună fiind situată în limita 10–15%. Modelul propus de Slotboom însă supraevaluează îngustarea benzii interzise valorile pentru β fiind de 3–4 ori mai mici decât cele observate experimental. Neconcordanța este și mai mare pentru modelul Van Overstraeten.

În figura 3 sînt prezentate valorile obținute pentru frecvența de tăiere în aceleași cazuri ca mai sus. ΔQ_P și ΔI_C au fost determinate la creșteri $V_{EB} = 10\text{ mB}$. Și în acest caz modelul Mock se dovedește a fi cel mai aproape de experiment, diferențele fiind în acest caz mai mari decât cele care apar la factorul β (mai mici decât valorile experimentale cu un factor aproximativ egal cu 2). Modificarea lui ΔV_{EB} la 5 mV sau a tensiunii V_{CB} la -12 V nu a condus la modificări esențiale pentru f_T . Aceste deosebiri pot să apară fie din faptul că determinarea frecvenței de tăiere s-a făcut din simulări de regim static, fie datorită abaterilor unor parametri ai structurii realizate experimental față de valorile considerate la analiza cu calculatorul.

Deoarece maximul frecvenței de tăiere se obține pentru densități de curent mari în figura

4, s-a reprezentat distribuția componentei verticale a densității curentului de goluri la $V_{EB} = 0,9\text{ V}$ și $V_{CB} = -6\text{ V}$, pentru cazul cînd se utilizează modelul Mock. Se observă fenomenul de aglomerare a curentului de emitor.

3. Concluzii

Luarea în considerație a îngustării benzii interzise datorită dopajului puternic este o necesitate în programele de analiză a tranzistoarelor bipolare. Dintre modelele prezentate, cel propus de Mock ofera o bună concordanță cu datele obținute experimental pentru β . Pentru f_T valorile obținute din calcul sînt mai mici decât cele observate experimental. Aceasta se poate datora, însă, și relației utilizate pentru calculul lui f_T , bazată pe simulări de regim static.

Bibliografie

- 1] Profirescu, M. D., Antonoiu, G., Sachelarie, D., Bodea, M. Dima, G.: „Computer Simulator for Microwave Bipolar Transistors”, Proceedings of the 20th European Microwave Conference, 1990, în curs de publicare.
- 2] Jungling, W.: „Hochdotierungseffekte in Silizium”, Diplomarbeit Technische Universität Wien, 1983.

Analiza electrotermică a tranzistoarelor bipolare de putere cu heterojoncțiuni

VICTOR NEAGU, ANDREI SILARD* — BUCUREȘTI

Introducere

În prezenta lucrare se efectuează o analiză electrotermică a tranzistoarelor bipolare de putere cu heterojoncțiuni (GaAlAs/GaAs). Finalitatea acestui studiu rezidă în creșterea fiabilității electrotermice în funcționarea acestor dispozitive.

1. Model teoretic și analiza

Modelul tranzistorului multi-emitor este prezentat în figura 1. Analiza termică are la bază sistemul de ecuații specifice regimului staționar :

$$\nabla^2 T = 0 \quad (2.1)$$

$$T|_{z=0} = T_0 \quad (2.2)$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial x} \right|_{x=\pm a} = 0 \quad (2.3)$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial y} \right|_{y=\pm b} = 0 \quad (2.4)$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial z} \right|_{z=h} = \begin{cases} 0 & \text{în afara contactului} \\ -\frac{p}{k(T)} = -\frac{P}{4p_1 p_2 k(T)} & \text{în interiorul său.} \end{cases} \quad (2.5)$$

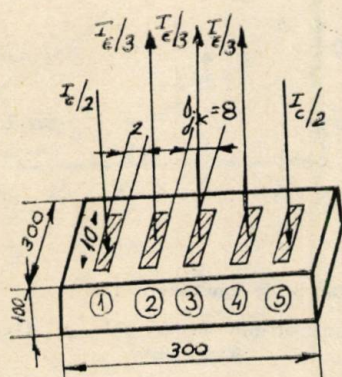


Fig. 1. Modelul de structură de tranzistor bipolar de putere cu heterojoncțiuni. (1 și 5=contacte de colector; 2, 3, 4=contacte de emitor).

Folosind metoda ecuației lui Kirchoff [3] pentru a include dependența conductivității termice a materialului semiconductor de temperatură, obținem următorul sistem de ecuații echivalent pentru relațiile (2. 1) . . . (2. 5) :

$$\nabla^2 \theta^* = 0 \quad (2.6)$$

$$\theta^*|_{z=0} = T_0 \quad (2.7)$$

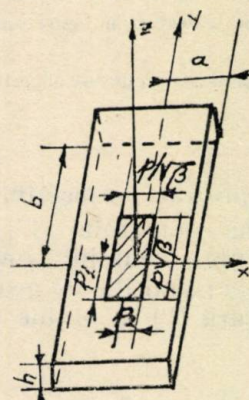


Fig. 2. Structura generală a zonei de contactare (β = factor de formă, $2/\beta$).

$$\left. \frac{\partial \theta^*}{\partial x} \right|_{x=\pm a} = 0 \quad (2.8)$$

$$\left. \frac{\partial \theta^*}{\partial y} \right|_{y=\pm b} = 0 \quad (2.9)$$

$$\left. \frac{\partial \theta^*}{\partial z} \right|_{z=h} = \begin{cases} 0 & \text{în exteriorul contactului} \\ -\frac{p}{k_0} = -\frac{P}{4p_1 p_2 k_0} & \text{în interiorul său,} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\text{unde } \theta^* = T_0 + \frac{1}{k_0} \int_{T_0}^T k(\hat{T}) d\hat{T} = \mathbf{K} \{T\}. \quad (2.11)$$

Definind rezistența termică distribuită sub forma :

$$r_{ih}^{jj} = \frac{T_j - T_0}{4p_1 p_2 p_j} = \frac{T_j - T_0}{P_j}, \quad (2.12)$$

* Institutul Politehnic — București.

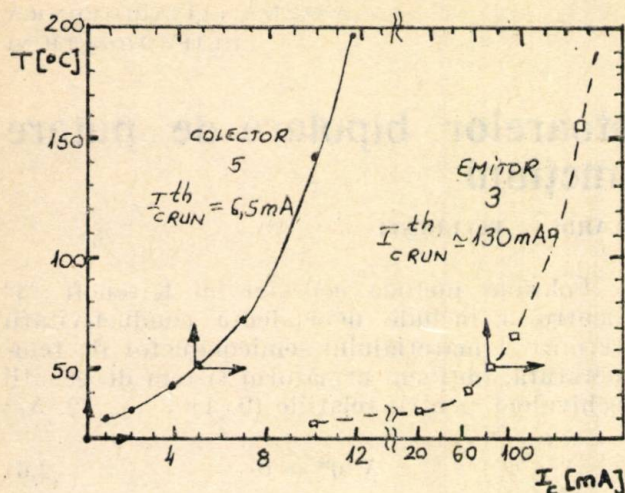


Fig. 3. Distribuțiile de temperatură la emitorul 3 și la colectorul 5 al structurii (figura 1), în funcție de curentul de colector. ($I_{c,run}^{th}$ = curentul de colector la care survine ambalarea termică; Axele $\uparrow$ indică modul de parcurgere al graficului $I_c = f^{-1}(T)$, $T = f(I_c)$).

unde T_j și P_j reprezintă, respectiv, temperatura și puterea în zona contactului „j”, iar T_0 reprezintă temperatura mediului ambiant (27°C , 300 K), atunci, în condițiile de geometrie (figura 2) ale structurii [1] se obține soluția ana-

litică a sistemului de ecuații (2.6) ... (2.10) sub forma [2], rezultând :

$$T = \mathbf{K}^{-1}\{\theta^*\}. \quad (2.13)$$

2. Rezultate experimentale

S-a investigat structura din figura 1, cu dimensiunile din lucrarea [1], utilizând ecuațiile (2.6) ... (2.13) pentru un substrat de galiu-arsen. Rezultatele sînt prezentate în figura 3 pentru emitorul și colectorul din structura studiată.

Se observă ambalarea termică din zona respectivă, care survine mai rapid decît cea prezisă în lucrarea [1], tocmai datorită luării în considerare a interacțiunii termice de pe cip.

De asemenea, se remarcă o ambalare termică mai pronunțată în cazul zonelor solici-tate termic asimetric (în sensul plasării surse-lor radiative în jurul zonei analizate) față de zonele solici-tate simetric (aceleași surse de putere așezate simetric de o parte și de alta a zonei studiate). Acesta este cazul colectorului ca zonă neechilibrat solici-tată, în timp ce emi-torul ilustrează cazul al doilea (solicitare echi-librată).

Figurile 4 a și 4 b ilustrează efecte ale varia-ției geometriei structurii asupra comportamen-tului termic al acesteia.

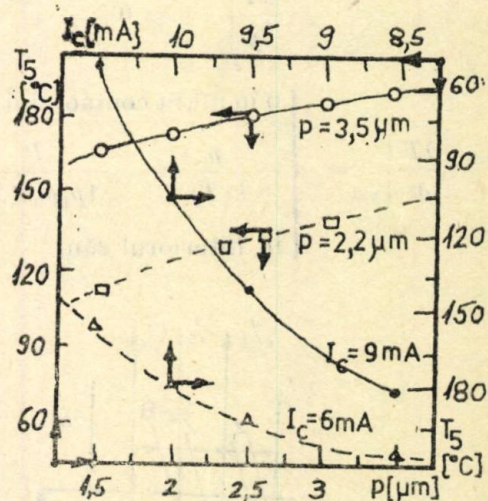
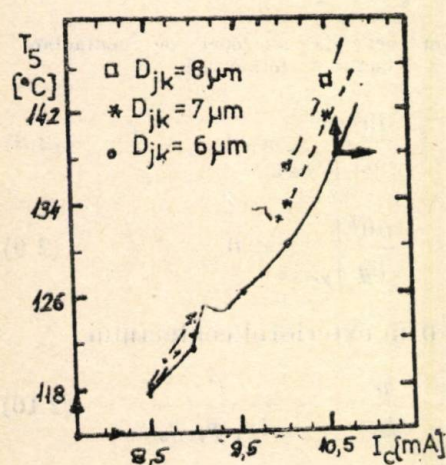


Fig. 4 (a, b)

Dependența distribuției de temperatură în zona de colector 5, de modificarea :

Fig. 4 a • parametrului de lay-out D_{jk} (vezi și figura 1).
Sistem de axe :

Constante :
 G_1 = conductivitatea electrică în zona de colector = $0,85 [\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}]$
 $G_2 = 10^3 [\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}]$ (emitor)
 $D_{jk} = 6 \mu\text{m}$

Fig. 4 b • parametrului de lay-out „p” (vezi figura 2)
Axele sînt :

$\uparrow$ și $\leftarrow$
 $G_1 = 1 [\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}]$
 $G_2 = 14,4 \cdot 10^3 [\Omega^{-1} \text{cm}^{-1}]$
 $D_{jk} = 8 \mu\text{m}$

3. Concluzii

În această lucrare s-a analizat electrotermic o structură practică de tranzistor bipolar de putere cu heterojuncțiuni. Rezultatele prezentate constituie o etapă importantă în optimizarea lay-out-ului acestor dispozitive, în scopul creșterii densității maxime de putere disipată.

Bibliografie

- [1] Gao, B. G., Wang M. Z., Gui X., Morkoc H. : I.E.E.E. Trans. Electron Devices, 36, 36, p. 854, may 1989.
- [2] Graff, C.H. : Philips Res. Repts 24, p. 34, 1969.
- [3] Carslaw, S. H., Jaeger C. J. „Conduction of heat in solids”, Oxford : Clarendon Press, 1959.
- [4] Kokkas, G. A. : RCA Rev., 35, p. 579, dec. 1974.

NUMĂR NELIMITAT DE DECIZII CORECTE
MEMORIE CONEXĂ SIMPLIFICATĂ
TABELUL DE TRANSLAȚIE TLB&LRU

Unitate de management al memoriei — o nouă structură pentru LRU

FLORIN DRĂGHICI* — BUCUREȘTI

BoV

Introducere

O unitate de management al memoriei (MMU) trebuie să fie suficient de rapidă pentru a fi transparentă la accesarea Memoriei Primare (MP).

MMU-ul trebuie să conțină un circuit pentru LRU (Least Recently Used) care să asigure o decizie corectă pentru oricât de multe accese la MP.

MMU-ul trebuie să poată lucra cu pagini de mai multe mărimi : de 512, 1k, 2k, sau 4k, după cum este programat la inițializare.

MMU-ul prezentat lucrează cu un procesor cu 24 biți de adrese pentru care facilitează accesul la Memoria Virtuală (MV) de 16 MWords, aflată pe un disc prin intermediul memoriei dinamice primare (MP) de 1 MW, care păstrează paginile folosite cel mai recent.

1. Soluții

S-a folosit tehnica de translație pe un nivel a adreselor pentru accesarea MP paginate, folosind pentru aceasta un tabel de translație a adreselor. Acest tabel nu este o zonă de 64 k X 4 Words din MP (de 16 MW) cum există la procesorul i286. El este un tabel cu registre adresabile prin conținut — TLB (Translation Look-aside Buffer), deci o memorie cache asociativă dar nu numai atât.

Schema bloc a MMU-ului este prezentată în figura 1. MMU-ul prezintă două elemente originale : 1) modul de realizare a circuitului pentru LRU comasat cu TLB-ul într-un tabel unic (TLB & LRU) guvernat de un automat de comandă și control ; 2) compactizarea acestui tabel într-o formă rectangulară (neprezentată în figura 1.).

În prezent există mai multe tehnici de identificare a paginii din MP ce trebuie schimbată la o cerere de o nouă pagină din memoria secundară (MV). Aceste tehnici sînt : Least Recently Used (LRU), Least Frequently Used (LFU) și First-In-First-Out (FIFO).

Tehnica LRU este folosită pentru memorii cache de mici dimensiuni, iar tehnica LFU, în diverse variante, și pentru tabelul de translație între MP și MV. Totuși, circuitul pentru LFU nu asigură o decizie corectă pentru un număr nelimitat de accese la MP.

Ca soluție, se propune pentru început un circuit pentru LRU cu memorie conexă [2] ce constă dintr-un șir de registre conectate unul după altul, obținându-se un registru de deplasare cu lățimea de 11 biți și lungimea maximă de 2 k locații (fig. 2).

În acest LRU se păstrează numerele paginilor din MP în ordinea în care au fost accesate pînă la momentul respectiv. La o accesare a MP, numărul paginii respective este scos din locul în care se afla în șir și pus în fața șirului, celelalte registre dinaintea celui pe care îl mutăm în față, se deplasează cu un pas spre coadă. Numărul paginii cel mai demult folosite se va afla permanent la coada șirului, fiind accesibil pentru o eventuală schimbare a paginii din MP conform figurii 2. Astfel se asigură o decizie corectă pentru un număr nelimitat de accese la memorie.

Tabelul de translație TLB este o memorie asociativă în care se caută locația ce conține chiar adresa logică pentru a o citi pe cea fizică de lingă aceasta (figura 3).

Soluția finală la care s-a ajuns este aceea de a realiza TLB-ul și LRU-ul la un loc (TLB & LRU) transformînd această memorie asociativă într-o memorie conexă simplificată cu posibilități de rotație parțială sau totală a conținutului ei.

* Fabrica de Calculatoare Electronice — București.

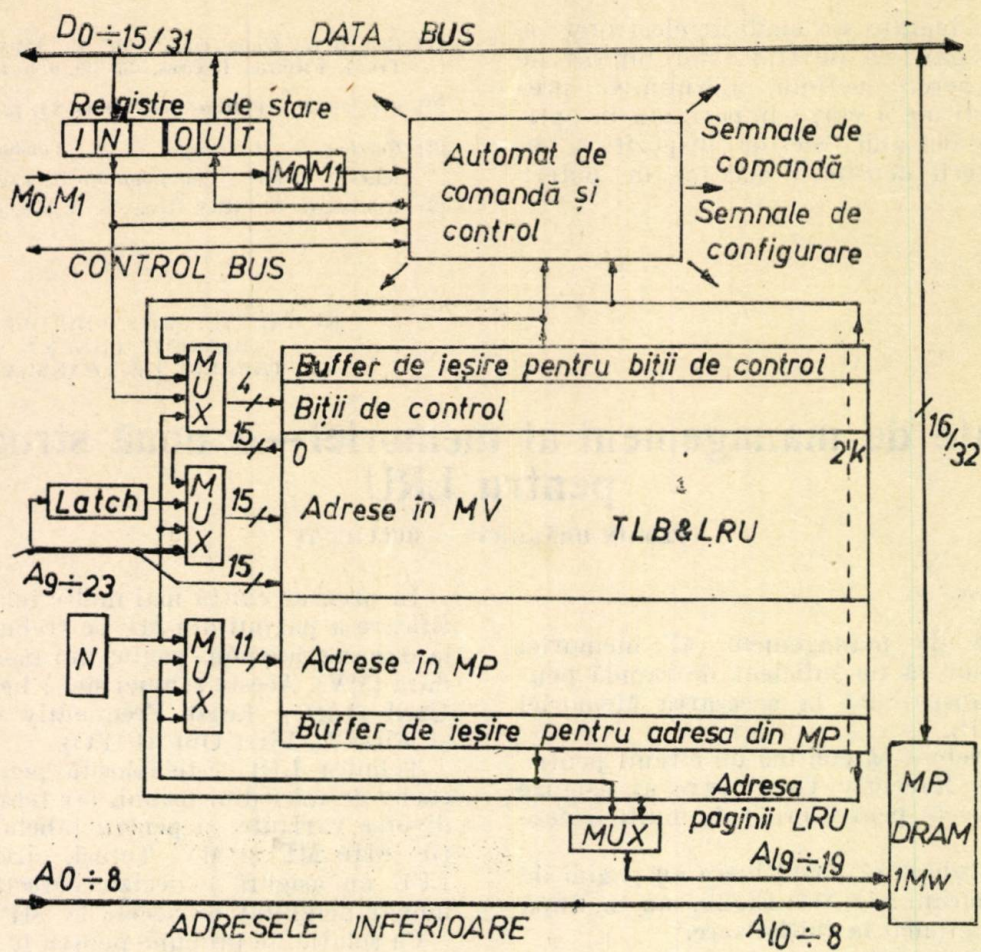


Fig. 1. MMU — Schema-bloc.

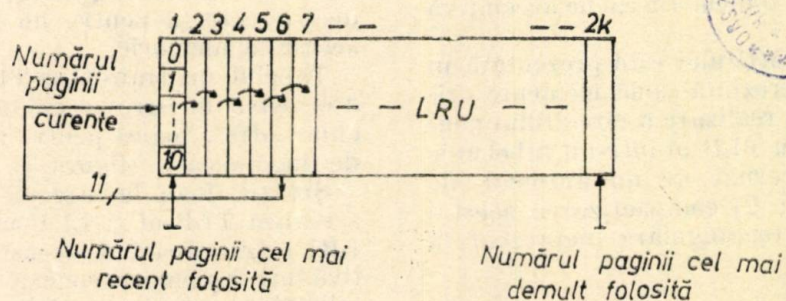


Fig. 2. LRU — cu memorie conexă. Se arată rotația parțială a ordinii de folosire a paginilor.

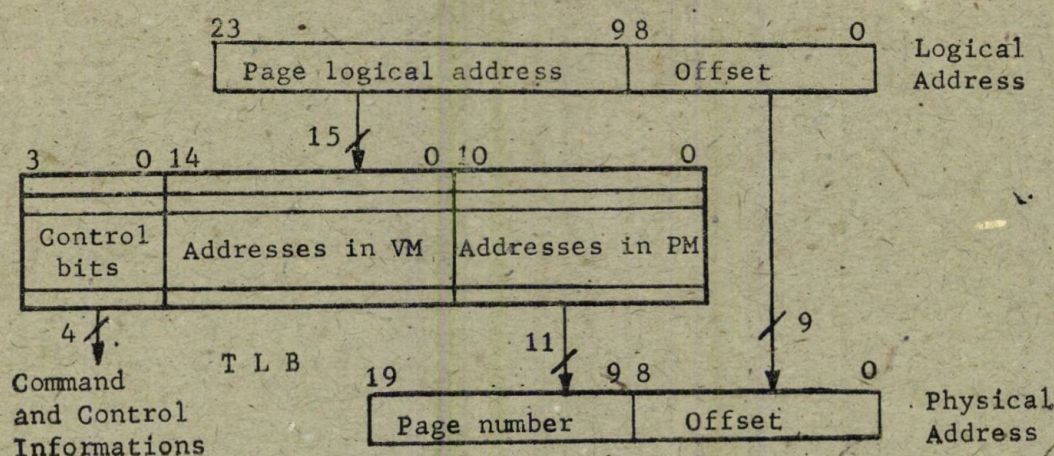


Fig. 3. Translația adreselor.

Astfel, la apariția unei adrese logice se identifică locul în TLB cu acel conținut; se citește apoi de alături adresa fizică corespunzătoare ce indică numărul paginii în MP, offsetul venind direct la memoria fizică (MP). La sfârșitul transferului cu memoria se execută o rotație parțială în TLB & LRU, aducând cele două adrese superioare (logică și fizică) precum și biții de control corespunzători în fața șirului de registre și deplasând locațiile depășite cu un pas spre coada șirului. Numărul paginii din MP cel mai de mult folosit, ce va fi înlocuită la nevoie, se află în permanență la coada șirului.

Fiecărei pagini din MP i-se asociază în TLB & LRU 4 biți de control: bitul de existență în MP, bitul de protecție la scriere, bitul de modificare în pagină și bitul de protecție la scoatere din MP.

După inițializarea MMU-ului prin RESET are loc programarea cu ajutorul procesorului sau manual a celor doi bistabili M_0 și M_1 ce semnifică codificat lungimea paginii cu care se lucrează în continuare în toată unitatea de gestiune a memoriei.

În cazul unei pagini lipsă se trimite o întreprere spre procesor și apoi este executată o rutină de schimbare a paginii LRU cu pagina lipsă.

Pentru realizarea efectivă a TLB & LRU-ului, acesta este structurat într-o formă rectangulară.

Există și un proiect complet al acestui MMU.

2. Concluzii

Structura MMU-ului prezentat poate fi extinsă cu ușurință pentru un număr mai mare de 24 biți de adrese, chiar pentru 32 biți.

Este evident că acest circuit trebuie realizat în tehnologie VLSI datorită complexității sale ridicate (memoria conexă de $2k \times 30$ biți).

Complexitatea acestui MMU estimativ este mai mică decât a unui MMU „clasic”, dacă raportul dintre mărimea MV și mărimea MP este mai mare ca 12 (la noi este 16). Avantajul principal al acestui MMU constă în aceea că el funcționează corect oricât de mare ar fi timpul de lucru. Acest MMU este foarte eficient în mașini la care localitatea nu este asigurată, de exemplu, la mașini LISP.

Bibliografie

- [1] Fuhl, B. și Milutinovic, V., „A Survey of Microprocessor Architectures for Memory Management”, Computer, March 1987, p. 48–67.
- [2] Ștefan, G., „Memorie conexă”, CNETAC, vol. II, București, nov. 1986.
- [3] Ștefan, G., „Management de memorie bazat pe memorie conexă prepnit. Laboratorul de electronică funcțională IPB, aprilie 1990.
- [4] Harold, Stone: High-Performance Computer Architecture, IBM Watson Research Center, Addison-Wesley Publishing Company 1987, p. 27–97.

I. C. P. E. BUCUREȘTI



**INSTITUTUL
DE CERCETARI
PENTRU
ELECTROTEHNICA**

**Bd. Tudor Vladimirescu
45—47, sector 5
Telefoane 314100/127
316621
Telex 011486**

SISTEME DE MONITORIZARE PRIN VIBRAȚII

În cadrul programului de ridicare a calității, protecției mediului înconjurător și pentru îmbunătățirea condițiilor de muncă, ICPE a elaborat și executat un sistem de monitorizare prin vibrații, care se poate utiliza la instalații, echipamente și produse executate de diferite întreprinderi.

Sistemul de monitorizare oferit de I.C.P.E. este echipat cu traducătoare piezoelectrice de mare sensibilitate permițând supravegherea vitezei de vibrație într-un domeniu de la 0,02 la 20 mm/s, cu un număr de canale de supraveghere de 8 sau 16. Prețul informativ al unui astfel de sistem cu 8 canale oferit este de 400.000 lei. La cerere, institutul acordă beneficiarilor și asistență privind implementarea sistemului de monitorizare.

Avantajele aplicării sistemului de monitorizare prin vibrații constau în :

- dezvăluirea din timp a modificărilor de stare ale mașinii ;
- prezicerea cu o bună aproximație a momentului producerii defectului, ceea ce permite procurarea din timp a pieselor de schimb și revederea procedurii de înlocuire în scopul optimizării acesteia, rezultând reducerea timpului de reparare ;
- eliminarea, practic totală, a întreruperilor neprevăzute urmată de creșterea producției și sporirea fiabilității ;
- utilizarea maximă a pieselor, eliminându-se înlocuirile inutile ;
- reducerea stocurilor de piese de rezervă, deoarece alarma se dă cu multă vreme înainte de producerea defectului total.